



TAMPEREEN TEKNILLINEN YLIOPISTO
TAMPERE UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

NIKO PETRO

MODERNISOITU CURRENT DUMPER- AUDIOVAHVISTIN

Diplomityö

Tarkastaja: Karri Palovuori
Tarkastaja ja aihe hyväksytty Tieto-
ja sähkötekniikan tiedekunta-
neuvoston kokouksessa 9.
Tammikuuta 2013

Tiivistelmä

TAMPEREEN TEKNILLINEN YLIOPISTO

Signaalinkäsittelyn ja tietoliikennetekniikan koulutusohjelma

PETRO, NIKO: Modernisoitu current dumper- audiovahvistin

Diplomityö, 56 sivua

Heinäkuu 2013

Pääaine: Elektroniikan tuotesuunnittelu

Tarkastaja: Professori Karri Palovuori

Avainsanat: Audiovahvistin, Error Feedforward, current dumper- rakenne, virhe, särö, lineaarisuus, virheenkorjausmenetelmä, impedanssibalanssi, mitoitus, simulointi, Audio Precision

Audiovahvistimen toteutukseen on valittavissa useita eri topologia- ja rakennevaihtoehtoja hyötyineen ja haittoineen. Current dumper- topologia audiovahvistimen toteuttamiseksi voi olla hyvä valinta silloin, kun halutaan minimoida lähdössä näkyvää virhettä ja säröä. Työn tavoitteena on selvittää tämän hieman vähemmän käytetyn vahvistintopologian takana olevaa teoreettista pohjaa sekä suunnitella current dumper- audiovahvistin, joka käyttää alkuperäisiä current dumper- vahvistimia modernimpia vahvistinrakenteita.

Työn pääosat voidaan jakaa kolmeen: Teoriaosuudessa käsitellään yleistä asiaa audiovahvistimista, virheenkorjausmenetelmistä sekä current dumper- rakenteesta. Vahvistimen suunnitteluosiossa määritellään millainen vahvistin halutaan toteuttaa sekä esitellään toteutettavan vahvistimen mitoitus ja simulointi. Lopuksi vahvistin rakennetaan ja sen ominaisuuksia mitataan muun muassa Audio Precision- laitteistolla.

Työ osoittaa, että tällaisella topologialla toteutetusta vahvistimesta on mahdollista saada hyvin matalasäröinen, riippuen A- luokan korjausvahvistimen lineaarisuudesta ja saavutetusta impedanssibalanssista. Pääteasteen bias- virralla on selkeä vaikutus saavutettuun säröön, mutta suuremman pääteasteen biasoinnin tapauksessa passiivikomponenteilla saavutettu balanssiehto ei tule niin kriittiseksi. Balanssiehto on merkittävämpi tilanteessa, jossa pääteaste biasoidaan lähes B- luokkaan, kuten alkuperäiset current dumper- vahvistimet. Korjausvahvistimen lineaarisuus asettaa rajat koko vahvistimen lineaarisuudelle ja sen optimoiminen tulee merkittävimäksi haasteeksi sen jälkeen, kun balanssiehdon toteuttavat komponentit on löydetty pääteasteen virheiden korjaamiseksi Error Feedforward rakenteesta.

Abstract

TAMPERE UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

Master's Degree Programme in Signal Processing and Communications Engineering

PETRO, NIKO: Modernised Current dumper- audio amplifier

Master of Science Thesis, 56 pages

July 2013

Major: Electronics Product Design

Examiner: Professor Karri Palovuori

Keywords: Audio amplifier, Error Feedforward, current dumping topology, error, distortion, linearity, error reduction method, impedance balance, sizing, simulation, Audio Precision

There are many possible topologies and structures to be used in an audio amplifier with different pros and cons. A Current Dumper topology can be a good choice when the goal is to minimize error and distortion at the output. The objective of this thesis is to present the theory behind this less-known topology and to implement a current dumper amplifier which uses more modern structures than the early current dumping amplifiers did.

The main content of this thesis is three-fold: In the theory part, there is first common discussion about audio amplifiers and basic structures, error reduction methods and the current dumper topology. In the design part, the desired amplifier structure is presented, sized and simulated. Finally, the implementation is constructed and its most important preferences are measured with an Audio Precision set-up.

The thesis demonstrates that an amplifier with very low distortion can be implemented using this kind of topology. The linearity depends mostly of the achieved linearity of the class- A corrector amplifier and the achieved impedance balance. The output stage bias current has a clear effect on distortion, but the impedance balance is not so critical when heavier output stage biasing is used. The balance condition is more important when the output stage is biased close to class- B operation like the early current dumping amplifiers. The linearity of the class- A corrector amplifier sets the limit for the achieved maximum linearity and its optimization becomes the most challenging task after the components for the balance condition have been found to minimize the output stage error in the Error Feedforward structure.

ALKUSANAT

Tämän diplomityön ajatuksena oli tehdä hieman perusteellisempi laajennus kandinaatintyöhöni, jossa alun perin hieman valotin current dumper- audiovahvistimen yleistä rakennetta sekä teoriaa sen taustalla. Kandinaatintyössäni rakensin myös alkeellisen prototyyppi- vahvistimen tähän topologiaan perustuen. Kandinaatintyöni jätti kuitenkin tuloksien valossa hieman pohdittavaa ja halusin diplomityössäni tutkia aihetta lisää suunnittelemalla kunnollisen current dumper- vahvistimen erään vanhan kaupallisen vahvistimen pohjalta.

Yhdessä ohjaajani Kalle Mäkelän kanssa päädyimme aiheeseen, jossa lähtisin modernisoimaan alkuperäistä QUAD 405- vahvistinta, joka on peräisin 1970- luvulta ja tiettävästi ensimmäinen kaupallinen current dumper- vahvistin. Tarkoituksena oli kuitenkin suunnitella ja rakentaa täysin uusi vahvistin, lähinnä virheenkorjaustapa pysyisi samana. Modernisoidusta vahvistimesta haluttiin tehdä ensisijaisesti parempi vahvistin kuin QUAD 405:stä ja toisena motivaationa haluttiin selvittää kuinka hyvä vahvistin voitaisiin saada aikaiseksi.

Pystyin työskentelemään melko itsenäisesti teoriaosuuden parissa ja apua tarvitsin lähinnä vahvistimen mitoituksessa ja minulle entuudestaan tuntemattoman suunnitteluohjelmiston kanssa. Myös välinäyttöjen perusteella ohjaajani tarjosi vinkkejä tekstin teoriaosuuden paranteluun. Työn aihe oli mielenkiintoinen ja käytännönläheinen. Juuri käytännönläheisyys oli suuri motivaation lähde itselleni työn edetessä. Haluan kiittää ohjaajaani avusta, sillä hänen vinkit auttoivat pääsemään eteenpäin työssäni ja sain häneltä myös runsaasti vinkkejä miten audiovahvistimia suunnitellaan käytännössä.

Sisällys

1	Johdanto.....	1
2.	Kolmiasteinen audiovahvistin	2
2.1	Etuaste	4
2.1.1	Etuasteen optimointi.....	5
2.2	VAS.....	9
2.3	Pääteaste	11
2.3.1	Pääteasteen optimointi	14
3.	Virheenkorjausmenetelmät	18
3.1	NFB	19
3.2	EFB	21
3.3	EFF	22
4.	Current Dumping- topologia.....	24
4.1	Toimintaperiaate	25
4.3	Current dumping- toteutuksen hyödyt ja haitat.....	28
4.4	QUAD 405	29
5.	Modernisoitu current dumper- audiovahvistin.....	32
5.1	Suunnitteluprosessin vaiheet ja vahvistimen määritelmät	32
5.2	Rakenne.....	34
5.3	Mitoitus	36
5.4	Simulointi	40
5.4.1	Aikatason simuloinnit	40
5.4.2	Taajuustason simuloinnit	43
5.5	Rakentaminen.....	46
6.	Mittaukset.....	50
6.1	Yleiset parametrit	50
6.2	Särömittaukset Audio Precisionilla.....	52
7.	Yhteenveto	55
	Lähteet.....	57

Lyhenteet ja merkinnät

A- luokka	Vahvistimen biasointitapa
a	Avoimen silmukan vahvistus
AB- luokka	Vahvistimen biasointitapa
A_v	Jännitevahvistus
B- luokka	Vahvistimen biasointitapa
β	Takaisinkytkentäkerroin
BJT	Bipolar Junction Transistor. Bipolaaritransistori.
CM	Common Mode. Yhteismuotoinen signaali.
CMRR	Common Mode Rejection Ratio. Yhteismuotoisen signaalin vaimennus.
DC	Direct Current. Tasavirta tai tasajännite.
DM	Differential Mode. Eromuotoinen signaali.
EFB	Error Feedback
EFF	Error Feedforward
FET	Field Effect Transistor. Kanavatransistori.
FFT	Fast Fourier Transform. Nopea fourier- muunnos.
G	Suljetun silmukan vahvistus
g_m	Trankonduktanssi
h_{FE}	Transistorin virtavahvistuskerroin (DC)
JFET	Junction Field Effect Transistor. Liitoshila- kanavatransistori.
LED	Light Emitting Diode. Loistediodi.
MOSFET	Metal- oxide- semiconductor field- effect transistor. Kanavatransistori.
NFB	Negative Feedback. Negatiivinen takaisinkytkentä.
PSRR	Power Supply Rejection Ratio. Käyttöjännitevaimennus.
R_B	Päätetransistorin kantavastus
R_E	Transistorin emitterivastus, degeneraatiovastus
r_e	Transistorin sisäinen emitterivastus
RF	Radio Frequency. Radiotaajuus.
SR	Slew Rate. Signaalin nousunopeus.
THD	Total Harmonic Distortion. Kokonaissärö.
VAS	Voltage Amplifier Stage. Jännitevahvistusaste.
V_{BE}	Transistorin kynnysjännite
V_{CE}	Transistorin kollektorin ja emitterin välinen jännite
T	Silmukkavahvistus
Z_O	Lähtöimpedanssi

1 Johdanto

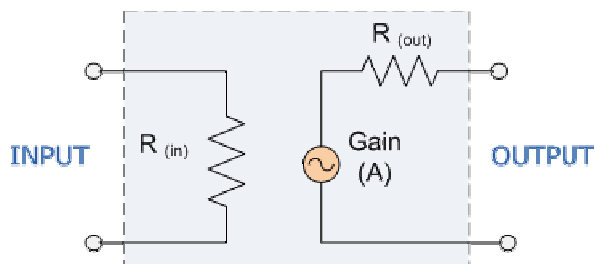
Tässä diplomityössä tullaan esittelemään ja tarkastelemaan audiovahvistintopologiaa, joka on toimintaperiaatteeltaan perinteisistä takaisinkytketyistä ratkaisuista poikkeava, mutta silti varsin yksinkertainen toteuttaa. Tavoitteena on suunnitella ja toteuttaa Error-Feedforward- virheenkorkaukseen perustuva, mahdollisimman lineaarinen ja hyvä audiovahvistin, jolla on ainakin teorian mukaan mahdollista saavuttaa lähes nollavirhe.

Tämä current dumper- toteutus on yleisesti paljon tuntemattomampi ja vähemmän käytetty ratkaisu perinteisten negatiivista takaisinkytkentää käyttävien audiovahvistimien rinnalla. Lisäksi virheenkorkaustekniikka, johon current dumping perustuu, on todellisuudessa lähes vuosikymmenen vanhempi keksintö kuin paljon tunnetumpi negatiivinen takaisinkytkentä.

Tällä topologialla on valmistettu kaupallisesti vain muutamia vahvistimia ja työn motivaatio ja tavoite on osittain modernisoida tähän EFF- topologiaan perustuva vahvistin ja pyrkiä tekemään siitä mahdollisimman optimaalinen, käyttäen apuna erilaisia ratkaisuja ja työkaluja sen toiminnan parantamiseksi. Tapoja lineaarisuuden parantamiseen ja virheen eliminoimiseen esitellään ja käydään läpi etenkin tässä työssä toteutettavan vahvistimen osalta. Tutkimusmenetelminä käytetään simulointeja esitellyn teorian tukemiseksi sekä mittauksia havaintojen aikaansaamiseksi toteutettavasta current dumper- vahvistimesta.

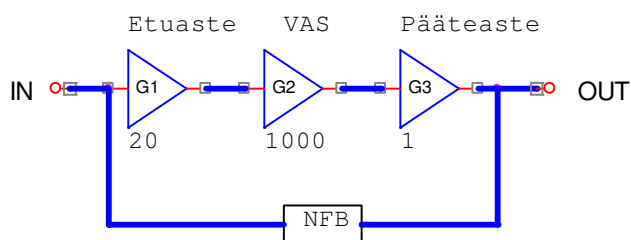
2. Kolmiasteinen audiovahvistin

Ideaalinen audiovahvistin vahvistaa sisääntuloon tuodun signaalin virheettömänä ja halutun suuruisena lähtöön. Sen tärkeimpiä ominaisuuksia ovat tuloimpedanssi R_{IN} , lähtöimpedanssi R_{OUT} sekä vahvistus A . Nämä ominaisuudet ovat havainnollistettu kuvassa (2.1). On yleisesti toivottavaa, että vahvistimen tuloimpedanssi olisi suuri, jotta vahvistinosa ei kuormittaisi signaalilähdettä vahvistimen tulossa. Vastaavasti vahvistimen lähtöimpedanssi R_{OUT} olisi toivottavaa saada pieneksi, etenkin jos vahvistimen halutaan toimivan tehovahvistimena. Mitä pienempi on lähtöimpedanssi, sitä suurempia tehoja kuormaan pystytään ajamaan.



Kuva 2.1. Ideaalivahvistimen tärkeimmät ominaisuudet [1, s.1].

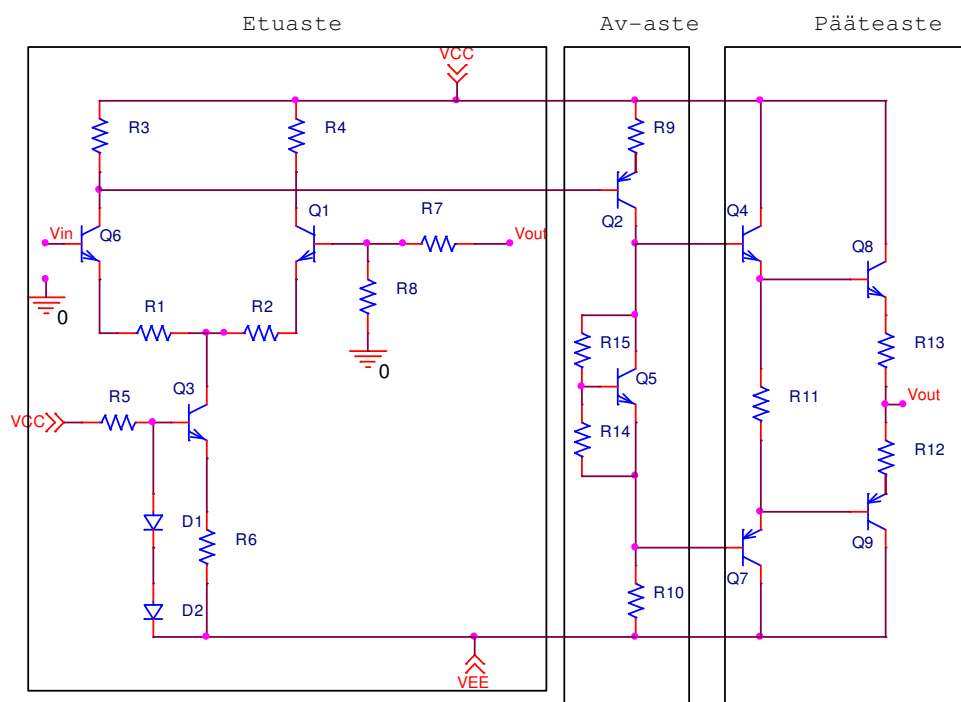
Vahvistuksen suuruus ja tyyppi valitaan vahvistimen käyttösovelluksen mukaan. Moniasteisissa vahvistimissa kuten audiovahvistimissa voidaan käyttää esivahvistimena jännitevahvistinta ja päätevahvistimena virtavahvistinta, joka määrää kuormaan siirrettävän tehon.



Kuva 2.2. Takaisinkytketyn vahvistimen yleinen rakenne.

Audiovahvistimen rakenne voidaan useimmiten jakaa kolmeen asteeseen kuvan (2.2) mukaisesti: etuaste, jännitevahvistusaste (engl, Voltage Amplifier Stage, VAS) ja pääteaste [2]. Jokaisella vahvistimen asteista on oma tehtävänsä ja suunnittelussa on syytä ottaa huomioon koko kytkennän eri asteiden yhteensopivuus valittaessa rakenteita eri asteiden toteuttamiseksi. Kuvan (2.3) mukainen geneerinen 3-asteinen audiovahvistin on

useimmiten toteutettu käyttäen globaalia negatiivista takaisinkytkentää (engl, Negative Feedback, NFB) ja sen eri asteiden avoimen silmukan vahvistukset ovat usein kuvassa (2.2) näkyvää luokkaa.

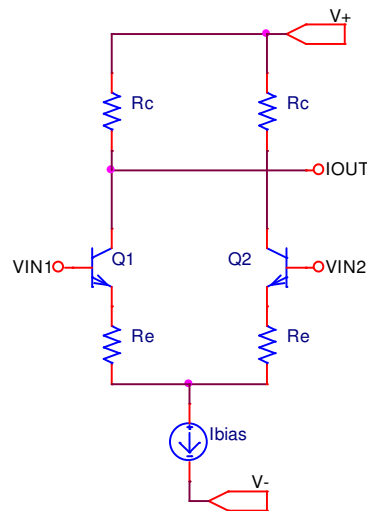


Kuva 2.3. Yksinkertaisen audiovahvistimen kolmiasteinen rakenne.

NFB on virheenkorjaustapana yleisimmin käytetty ja se on tehokas pienentämään pientaajuisia harmonisia särökomponentteja ja täten parantamaan lineaarisuutta matalilla taajuuksilla. Takaisinkytkennällä saavutettu virheenkorjauskyky kuitenkin heikkenee kun taajuudet kasvavat korkeiksi. Vahvistimissa ongelmaksi voi muodostua myös stabiilisuus etenkin korkeilla taajuuksilla. Vahvistinasteiden sisäisen lineaarisuuden parantaminen onkin paras tapa toteuttaa vahvistin, jolla on hallittu toiminta myös korkeilla taajuuksilla, millä takaisinkytkennän virheenkorjauskyky alkaa enemmän rajoittua.

2.1 Etuaste

Audiovahvistimen etuasteena käytetään lähes poikkeuksetta kuvan (2.4) mukaista differentiaalipari- rakennetta. Tätä differentiaalista transkonduktanssi- astetta käytetään myös muissa ei- audiokäyttöön tarkoitetuissa jännite- takaisinkytketyissä vahvistimissa, sekä vahvistimissa jotka eivät käytä NFB:tä lainkaan. Esimerkiksi operaatiovahvistimien sisäinen toteutus perustuu suurelta osin differentiaalipari- rakenteeseen.



Kuva 2.4. Etuasteen perusrakenne.

Etuaste muuttaa differentiaaliparin sisääntulojen erojännitteen virtamuotoiseksi ohjaukseksi VAS- asteelle, joka on riippumaton koko vahvistimen lähtöjännitteestä. Etuasteessa muodostetaan myös jonkin verran jännitevahvistusta. Etuasteen biasointi toteutetaan virtalähteellä, jonka virta jakautuu differentiaaliparin haarojen kesken tasan. Transkonduktanssi on etuasteelta lähtevän virran ja sille tulevan jännitedifferentiaalin suhde. Etuasteen transkonduktanssilla on suuri vaikutus koko vahvistimen avoimen silmukan vahvistukseen ja tätä kautta se vaikuttaa suuresti stabiilisuuteen, transienttikäyttäytymiseen ja säröön. Etuasteen avoimen silmukan vahvistus määräytyy transkonduktanssin (g_m), sekä kollektori- ja emitterivastusten (R_C , R_E) avulla seuraavasti [2]:

$$A = \frac{R_C}{R_E + 1/g_m} \quad (1)$$

Etuasteen optimoinnin merkitys on audiovahvistimissa paljon yleistä käsitystä suurempi. Vaikka pääteaste on pääasiallinen harmonisten särökomponenttien aiheuttaja,

määrää suurimman saatavan tehon, ulostuloimpedanssin ja suljetun silmukan vahvistuksen, silti etuasteen ominaisuudet määräävät monta muuta tärkeää vahvistimen ominaisuutta ja osaltaan vaikuttavat huomattavasti koko vahvistimen lineaarisuuteen. Tuloimpedanssi, dynaamiset säröt, kohina, käyttöjännitevaimennus (engl. Power Supply Rejection Ratio, PSRR), yhteismuotoisen signaalin vaimennus (engl. Common Mode Rejection Ratio, CMRR), nousunopeus (engl. Slew Rate), kaistanleveys ja silmukkavahvistus kaikki riippuvat etuasteen suorituskyvystä. [3, s.122.]

Etuasteen differentiaaliparin haarojen bias- virrat pyritään pitämään ideaalisesti täsmälleen yhtä suurina. Mitä parempi tämä virtabalanssi on, sitä lineaarisempi on etuasteen toiminta. Valittu bias- virta vaikuttaa transkonduktanssiin ja samalla vahvistimen nopeuteen. Emitterivastukset vaikuttavat transkonduktanssiin, lineaarisuuteen ja kohinatasoon.

Emitterivastus muodostaa differentiaaliparin yhteisemitteri- kytketylle transistorille lokaalin negatiivisen takaisinkytkennän, joka parantaa transistorin lineaarisuutta. Ilmiötä kutsutaan emitterin degeneraatioksi. Kun bias- virtaa kasvatetaan, transkonduktanssi kasvaa ja tekee degeneraatiosta tehokkaamman. Suuremmalla bias- virralla voidaan käyttää tätä pienempiä emitterivastuksia saman lineaarisuuden aikaansaamiseksi. Pienemmillä emitterivastuksilla saadaan nyt etuasteen ja samalla koko vahvistimen avoimen silmukan vahvistusta kasvatettua yhtälön (1) mukaisesti. Suurempi silmukkavahvistus aiheuttaa sisääntulojen välille pienemmän erojännitteen, joka edelleen parantaa etuasteen lineaarisuutta. Emitterivastukset ovat etenkin pienitehoisissa sovelluksissa pääasiallisia kohinan aiheuttajia etuasteessa, joten niiden suuruuteen kannattaa kiinnittää huomiota. [3, s.126.]

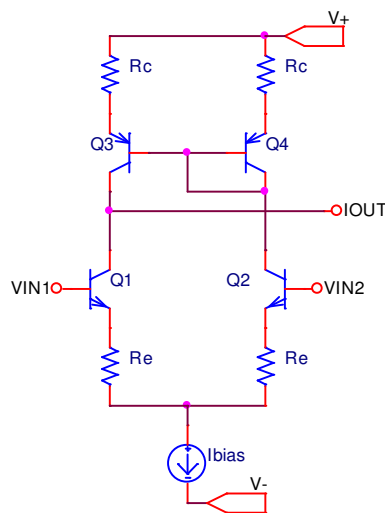
Tyypillisen BJT:n tuloimpedanssi on välillä $10\text{ k}\Omega \dots 100\text{ k}\Omega$ noin 1 mA :n bias- virralla. Bias- virran kasvaessa tuloimpedanssi laskee. Emitterivastuksien käyttäminen puolestaan kasvattaa tuloimpedanssia. Jos on tärkeää saada etuasteen tuloimpedanssi suureksi, voidaan differentiaaliparin aktiivisina komponentteina käyttää esimerkiksi JFET- tai MOSFET-transistoreita. [3, s.128.]

2.1.1 Etuasteen optimointi

Etustetta voidaan parannella kuvan (2.4) peruskytkennästä parantamalla sen haarojen virtabalanssia ja tätä kautta sen toiminnan lineaarisuutta. Virtapeili on yleinen rakenne vahvistimissa ja sen toiminta perustuu kahden transistorin identtiseen toimintaan. Toisen transistorin emitteri on oikosuljettu molempien yhteiseen kantaterminaaliin. Käyttäen

samansuuruisia emitterivastuksia, molempien transistorien V_{BE} -jännitteet ovat yhtä suuret ja täten myös kummankin transistorin virrat ovat identtiset ja seuraavat toisiaan. Paras virtapeilin toiminta saavutetaan täsmälleen identtisillä transistoreilla, jotka toimivat myös samassa lämpötilassa. Tällaisia virtapeilikäyttöön tarkoitettuja transistoreja on saatavilla, joissa kaksi identtisestä transistoria on tehty samalle sirulle samaan koteloon myös lämpötilasovituksen optimoimiseksi.

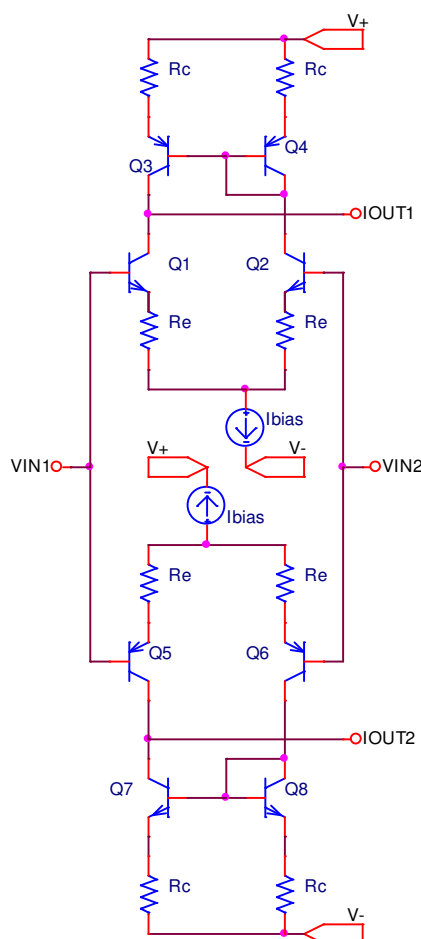
Virtapeilirakenteella saavutetaan muutama huomattava hyöty. Kun pelkät kollektorivastukset vaihdetaan virtapeilirakenteeseen, saadaan etuasteelle huomattavasti suurempi lähtöimpedanssi. Virtapeilin transistorit Q_3 ja Q_4 ovat kuvassa (2.5). Virtapeilirakenne samalla muodostaa ideaalisesti yhtä suuret virrat molempiin differentiaaliparin haaroihin, joka on toivottavaa etuasteen ja samalla koko vahvistimen lineaarisuutta silmällä pitäen. Virtojen ollessa samat, etenkin toinen harmoninen komponentti vahvistimen säröspektrissä minimoituu. Lisäksi sisääntuloon muodostuu vähemmän DC- offset jännitettä haarojen balanssin parantuessa. [4, s. 81.]



Kuva 2.5. Virtapeilirakenne parantaa haarojen virtabalanssia ja suurentaa lähtöimpedanssia.

Etuasteen virtabalanssia voidaan edelleen parantaa toteuttamalla se käyttäen komplementaarisesti symmetristä rakennetta. Tällä toteutustavalla etuasteen lineaarisuus ei itsessään parane kovinkaan merkittävästi, vaan saavutettuna etuna on helpompi tapa toteuttaa lineaarinen vuorovaihe (engl. push- pull) VAS. Rakenne voi olla kuvan (2.6) mukainen, jossa on kaksi komplementaarista differentiaaliparia liitettyä yhteen. Yhden differentiaaliparin etuasteet vaativat, että etuastetta kuormitetaan symmetrisesti, vaikka käytännössä sen kuormitus tapahtuu epäsymmetrisesti. Käyttämällä komplementaarista differentiaaliparia, etuasteessa epäsymmetrisestä kuormituksesta johtuvat virheet

korjautuvat, koska komplementaarinen etuaste toimii hyvin vastakkaisiin suuntiin. Komplementaarisen differentiaaliparin käytössä huomattavana etuna on myös PSRR:n paraneminen. [3, s. 139.]

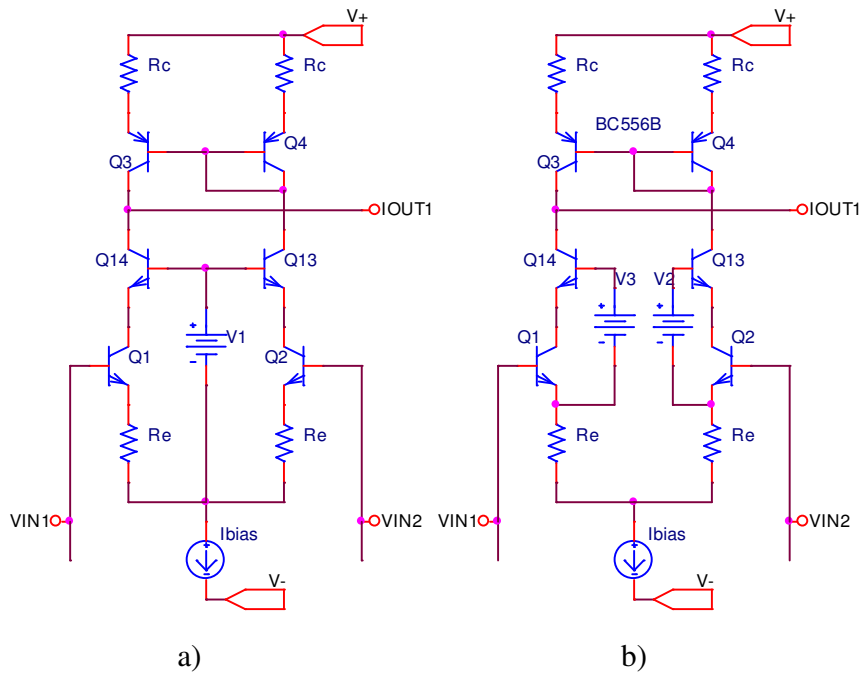


Kuva 2.6. Komplementaarisesti symmetrinen rakenne.

Kuvan (2.6) mukaisessa rakenteessa DC- offset jännite saadaan teoriassa täysin poistettua, mikäli tulotransistorien kantavirrat ovat täsmälleen samansuuruisia. Erot komplementaaristen NPN- ja PNP- transistorien tuloimpedansseissa ja virtavahvistuskertoimessa h_{FE} ovat osaltaan syällisiä lähdön DC offset- jännitteen suuruuteen. Komplementaarinen symmetrinen rakenne minimoi tätä offset- jännitettä tuloissa huomattavasti paremmin kuin kuvan (2.5) mukainen yksipuoleinen differentiaalipari.

Differentiaaliparin transistorien lineaarisuutta voidaan edelleen parantaa käyttämällä bootstrap- rakennetta. Yhteismuotoisten signaalien (engl. Common Mode, CM)

aiheuttamia parillisia särökomponentteja saadaan tällä tavoin selvästi pienennettyä. Bootstrap- rakenne pienentää huomattavasti tulotransistorien early- effectiä pitämällä niiden V_{CE} - jännitteet mahdollisimman vakioina.

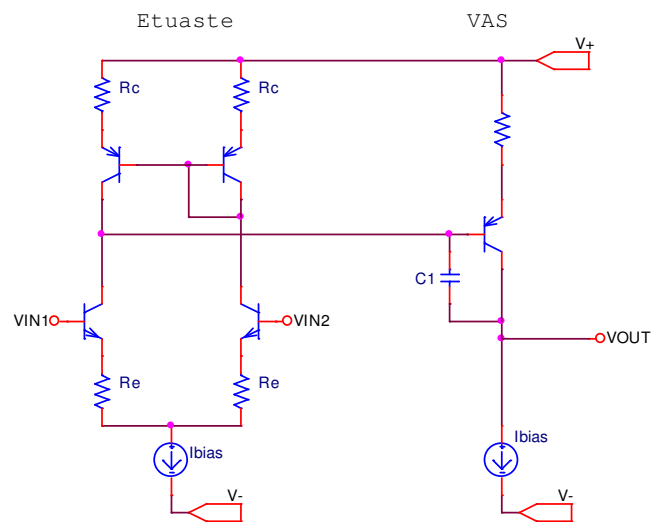


Kuva 2.7. CM- bootstrap a) ja DM- bootstrap b) parantavat transistorien lineaarisuutta.

Bootstrap muodostetaan tulotransistorin Q_1 yli kuvan (2.7) mukaisesti transistorin Q_{14} ja bias- jännitteen V_1 avulla. Myös differentiaalista bootstrappia voidaan käyttää, jolloin niin yhteismuotoisten kuin differentiaalisten signaalien aiheuttamat virheet voidaan minimoida. Differentiaalisen bootstrapin etu CM- bootstrappiin etuasteessa on kuitenkin melko marginaalinen ja CM- bootstrap on helpompi toteuttaa käytännössä.

2.2 VAS

Jännitevahvistusaste eli VAS määrää suurelta osin koko audiovahvistimen avoimen silmukan vahvistuksen ja se on usein luokkaa 1...2 kV/V. Sen tehtävänä on muodostaa tarvittava jännitteen heilunta pääteasteen ohjaamiseksi. Samoin kuin etuasteita, erilaisia VAS- rakenteita on käytettävissä monia erilaisia ja niiden toteutukset voivat itsessään koostua monesta asteesta. Kuvassa (2.8) on esitettynä yksinkertainen, yhteisemitterikytkentään perustuvan VAS:n rakenne. Kuvassa on mukana myös kompensointikondensaattori C_1 .



Kuva 2.8. VAS:n yleinen toteutustapa.

Virtapeilirakenne aiheuttaa etuasteelle suuren lähtöimpedanssin ja vastaavasti virtalähdelähdekuorma VAS:n lähdössä muodostaa sille suuren lähtöimpedanssin. Tämä on molempien asteiden lineaarisuuden kannalta toivottavaa. Suuren vahvistuksen aikaansaamiseksi halutaan että VAS- asteen transkonduktanssi g_m ja lähtöimpedanssi $r_o = (r_{o1} || r_{o2})$ olisivat suuria. Avoimen silmukan vahvistus A_{VAS} määräytyy seuraavasti [3, s.152]:

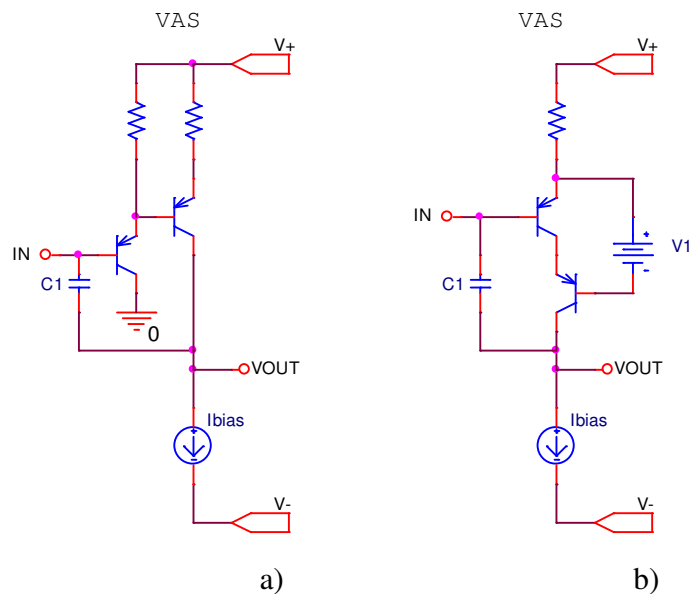
$$A_{VAS} = g_m(r_{o1} || r_{o2}) \quad (2)$$

, jossa r_{o1} on yhteisemitterikytkennän impedanssi ja r_{o2} on VAS- virtalähteen impedanssi.

BJT- transistorien tapauksessa bias- virran lisääminen ei vaikuta VAS:n avoimen silmukan vahvistukseen, koska tällöin VAS:n lähtöimpedanssi laskee ja samaan aikaan

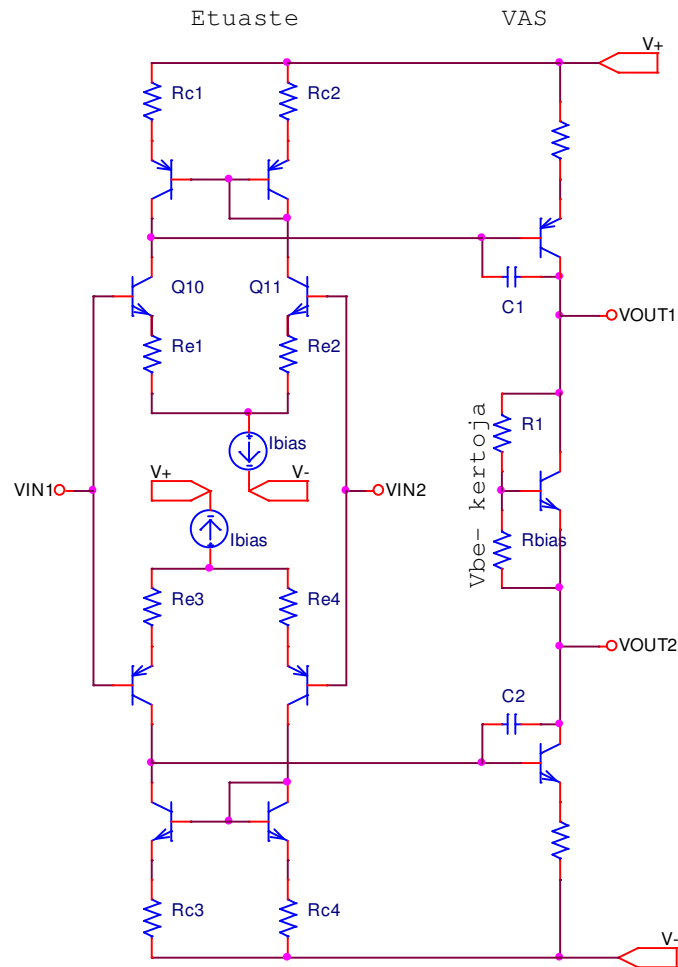
transkonduktanssi nousee. Tällöin yhtälön (2) arvo pysyy muuttumattomana. Etuasteen bias- virran lisääminen kuitenkin nopeuttaa koko vahvistinta signaalin nousunopeuden (engl. Slew Raten, SR) pienentyessä, koska nyt kytkennän kapasitansseja ja etenkin kompensointikapasitanssia C_1 ladataan suuremmalla virralla. Etuasteen bias- virran valinta onkin usein kompromissi etuasteen lineaarisuuden ja saavutetun SR:n välillä.

Etuaste ja VAS on suunniteltava siten, että ne toimivat hyvin yhdessä. VAS ei saa kuormittaa liikaa etuastetta ja tämä voidaan toteuttaa puskuroimalla VAS darlingtonia muistuttavalla ratkaisulla. Kuvan (2.9) mukainen puskurointi samalla poistaa early effectin ja transistorin kanta- kollektori -kapasitanssin vaikutuksen. Puskuroinnin vaihtoehtoina voidaan käyttää myös bootstrap tai kaskodi- rakenteita jotka parantavat VAS lineaarisuutta [4, s. 94].



Kuva 2.9. VAS:n puskurointi (a) tai bootstrapin (b) käyttö linearisoivat vahvistinta.

Kuvien (2.8 ja 2.9) mukainen yksipuoleinen VAS voidaan muuttaa kaksipuoleiseksi symmetriseksi rakenteeksi, jolloin sitä voidaan käyttää kuvan (2.6) symmetrisen etuasteen kanssa. Tällöin etuastetta kuormitetaan symmetrisesti ja parilliset harmoniset säröspektrissä saadaan ainakin teoriassa häviämään, mikäli etuaste on huolellisesti balansoitu. Tämä rakenne on erityisen hyödyllinen etenkin vahvistimissa, jotka käyttävät vain vähän globaalia takaisinkytkentää, tai eivät käytä sitä lainkaan.[3, 13.]



Kuva 2.8. Symmetrinen etuaste ja symmetrinen VAS.

2.3 Pääteaste

Pääteasteen tehtävä audiovahvistimessa on ajaa kuormaan riittävästi virtaa. Sen jännitevahvistus on hieman alle yhden, koska pääteasteet koostuvat lähes poikkeuksetta kahdesta komplementaarisesta emitteriseuraajasta. Tällaista pääteastetta kutsutaan yleisesti *push-pull*-pääteasteeksi. Transistoreista NPN- tyyppinen johtaa positiivisella puolijaksolla ja PNP- tyyppinen negatiivisella puolijaksolla.

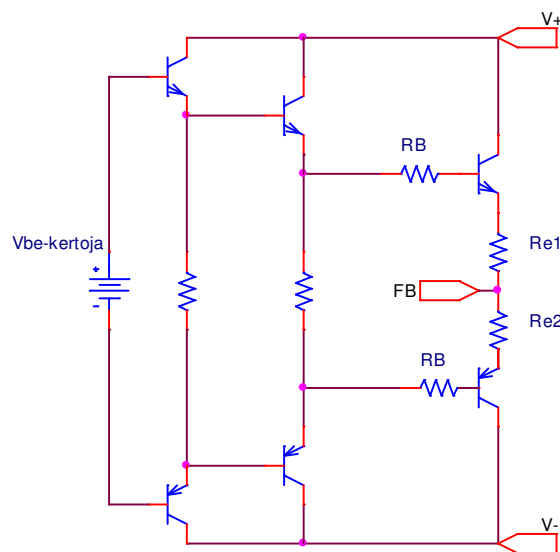
Vahvistimen pääteasteen toiminta aiheuttaa paljon epälinearisuutta koko vahvistimen toimintaan ja täten se on suunniteltava huolellisesti. Pääteasteen lokaalinen linearisointi on

erityisen tärkeää etenkin audiovahvistimissa, jossa globaalia takaisinkytkentää ei hyödynnetä lainkaan.

Vahvistimen kuorma on usein varsin epälineaarinen, jolloin myös kuormavirrat ovat epälineaarisia. Lisäksi pääteasteelta vaaditaan kykyä ajaa suuria virtapiikkejä kuormaan. Pääteasteelle halutaan yleisesti saavuttaa mahdollisimman pieni avoimen silmukan lähtöimpedanssi, jotta kuormaan ajettava teho saadaan maksimoitua.

VAS-asteen virranajokyky on usein varsin huono, jolloin pääteasteen apuna käytetään ajuri-astetta (engl. Driver Stage). Ajuriaste auttaa varsinaisia päätetransistoreja kytkeytymään nopeammin päälle ja pois, sillä suuritehoiset päätetransistorit tarvitsevat suuremman virtapulssin nopeaan kytkeytymiseen. Periaatekuva kahdella ajuriasteella toteutetusta yleisestä push-pull-pääteasteesta on esitetty kuvassa (2.9).

Virranantokyvyn lisäksi ajuriasteen tehtävänä on eristää vahvistimen lähtö VAS-asteesta. Epälineaariset kapasitanssit ja kantavirrat sekä epälineaarinen kuormaimpedanssi heikentävät huomattavasti VAS:n lineaarisuutta mikäli ajuriastetta ei käytetä. Myös useampaa ajuriastetta voidaan käyttää. [3, s. 181.]



Kuva 2.9. Push-pull pääteaste, jossa kaksi ajuri-astetta.

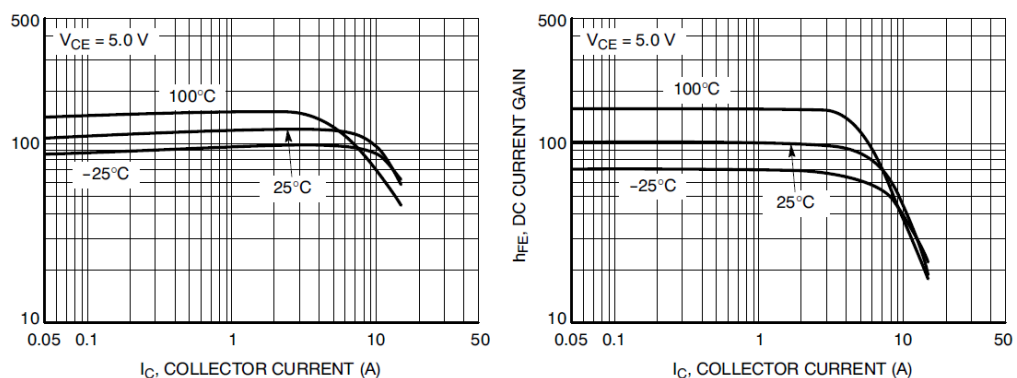
Pääteasteen push-pull parin toiminnasta seuraa monia eri syistä johtuvia epälinearisuuksia. Suurilla signaaleilla ja kuormitettaessa vahvistinta yhä pienemmällä kuormaimpedanssilla, push-pull parin kollektoreilta otetaan yhä enemmän virtaa. Riippuen käytetyistä päätetransistoreista, niiden virtavahvistuskerroin h_{FE} alkaa laskemaan nousevan

kollektorivirran myötä, jolloin myös päätetransistorien kantavirrat muuttuvat pienemmiksi. Tämä ilmiö on transistorikohtaista ja johtuu käytetyn puolijohteen fysiikasta. Virtavahvistuskertoimen laskeminen aiheuttaa säröä ainoastaan, mikäli pääteastetransistorien kannoilla on käytössä sarjavastukset RF- oskilloinnin estämiseksi. Nämä kantavastukset laskevat pääteasteen transkonduktanssia ja vahvistimen lähtöjännite tulee riippuvaiseksi päätetransistorien V_{CE} - jännitteestä ja kollektorivirrasta. Päätetransistorien kantavastusten minimointi onkin täten toivottavaa pääteasteen optimoimiseksi.[3, s. 184.]

Päätetransistoreiksi kannattaa pyrkiä valitsemaan komponentit, joiden virtavahvistuskerroin h_{FE} pysyisi vakiona halutuilla kuormituksilla ja signaalitasoilla. Tämä virtavahvistuskertoimen aleneminen suuremmilla kuormitusvirroilla aiheuttaa siis harmonista säröä, joka näkyy säröspektrissä alemmilla harmonisilla taajuuksilla. Kuormaimpedanssin puolittaminen tällöin saattaa aiheuttaa jossain vahvistimissa jopa 2- tai 3-kertaisen särön eli THD:n (engl. Total Harmonic Distortion, THD) [4, s. 139].

Transistori 2SC3281(NPN) ja sen komplementaaripari 2SA1302(PNP) ovat melko hyvä valinta h_{FE} :n pysyessä suhteellisen muuttumattomana verrattuna moniin muihin tehotransistoreihin. Toinen hyvä valinta halutun vakio h_{FE} :n suhteen on esimerkiksi transistoripari NJW0281G/NJW0302G.

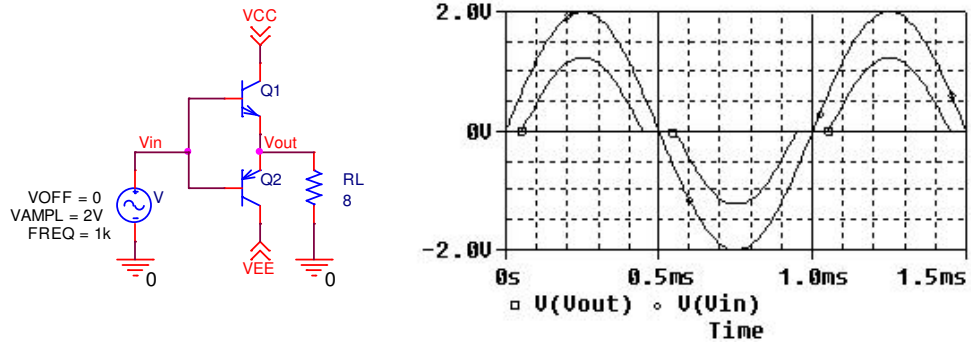
NJW0281G (NPN) NJW0302G (PNP)



kuva 2.10. Transistorien NJW0281G/NJW0302G h_{FE} pysyy lähes vakiona kollektorivirran kasvaessa [5].

Pääteasteen transistorien h_{FE} - ongelman lisäksi, vielä suurempi epälineaarisuuden aiheuttaja on ylimenosärö. B- luokkaan biasoidulla pääteasteella vain toinen transistoreista johtaa kerrallaan. Transistorien ohjauksen ollessa kumminkin noin -0,7...+0,7V kumpikaan päätetransistoreista ei johda, jolloin ylimenosärö on väistämätöntä. Tällainen tilanne jossa kumpikaan transistori ei johda, aiheuttaa suuren määrän säröä etenkin pienillä tulossignaaleilla. Tämä saattaa myös ylikuormittaa etuastetta ja VAS:ia, mikä ei myöskään

ole toivottavaa edelleen lisääntyvän virheen ja särön myötä. Ylimenosäröä on havainnollistettu yksinkertaisella simulaatiolla kuvassa (2.11).



Kuva 2.11. Biasoimattoman push-pull- pääteasteen ylimenosärö.

Virrankulutuksen suhteen ideaalista B- luokan nollabiasta ei kuitenkaan usein käytetä, vaan pääteastetta pyritään hieman biasoimaan, jotta ylimenosärön aiheuttamasta virheestä päästäisiin eroon. Tällainen AB- luokkaan biasointi puolittaa vahvistimen lähtöimpedanssin ja tuplaa pääteasteen transkonduktanssin kun molemmat päätetransistorit johtavat nolla- akselin läheisyydessä yhtä aikaa. Tuplaantuneesta transkonduktanssista ja transistorien kytkeytymisestä aiheutuvaa säröä voidaan yhdessä kutsua nimellä ylimenosärö. Ylimenosärö aiheuttaa harmonista säröä pääosin suurilla taajuuksilla ja edellä mainittu virtavahvistuskertoimen muuttuminen matalilla taajuuksilla.[3, s. 183].

2.3.1 Pääteasteen optimointi

Pääteasteen jännitevahvistus nolla- akselin läheisyydessä riippuu siitä, mihin luokkaan pääteaste on biasoitu. Yleisellä, AB- luokkaan biasoidulla pääteasteella lähtöimpedanssi R_O voidaan määritellä [3, s. 186] :

$$R_O = \frac{R_B}{h_{FE}} + \frac{1}{g_m} + r_e + R_E \quad (3)$$

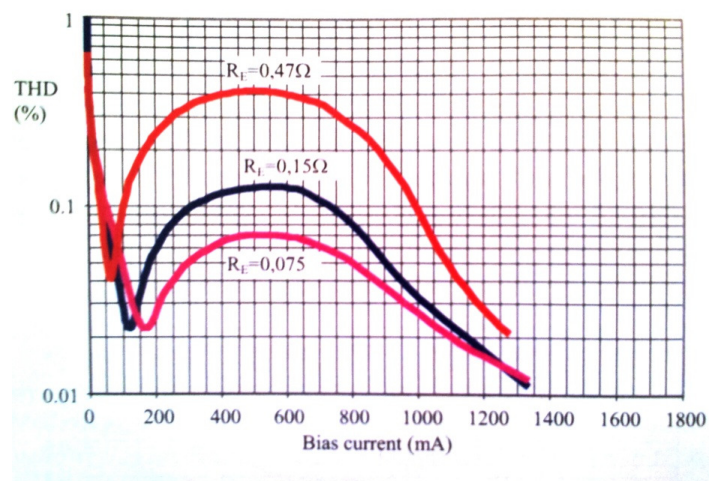
, jossa g_m on transkonduktanssi, r_e päätetransistorin sisäinen emitterivastus, R_E päätetransistorin emitterivastus ja R_B päätetransistorin kantavastus.

Transkonduktanssi $g_m = i_C/V_T$, jolloin suurella kollektorivirralla transkonduktanssin arvo on suuri ja sen vaikutus kaavan (3) lähtöimpedanssiin on vähäinen. Tällöin ulostuloimpedanssi määräytyy suurelta osin resistansseista R_E ja R_B . Pienellä kollektorivirralla transkonduktanssi puolestaan pienenee, jolloin sillä on dominoiva vaikutus lähtöimpedanssin lausekkeessa.

Ajuriaste on usein pääteastetta lineaarisempi ja sen jännitevahvistus on usein lähempänä yhtä kuin varsinaisella pääteasteella. Pääteasteen jännitevahvistusta ja lineaarisuutta voidaan usein arvioida tutkimalla pääteasteen lähtöimpedanssia. Pääteasteen jännitevahvistus voidaan approksimoida olevan $V_{OUT}/V_{IN} \approx R_L/(R_O + R_L)$. Kun molemmat päätetransistorit johtavat, R_O puolittuu. On kuitenkin huomattava että lähtöimpedanssi R_O on epälineaarinen termi, joka aiheuttaa virhettä pääteasteessa keskiuurilla signaalitasoilla.[3, s. 186.]

Pääteasteen optimoimiseksi jännitevahvistus pyritään siis saamaan mahdollisimman lähelle yhtä, mikä tarkoittaa käytännössä lähtöimpedanssin R_O minimoimista. ”Optimaalinen pääteasteen bias- virta” riippuu suurelta osin resistansseista R_E , R_B ja kuormasta R_L . Sääntönä voidaan pitää, että optimaalinen bias- virta laskee jos vastuksia R_E ja R_B kasvatetaan. Kuitenkin näiden vastuksien minimointi on lineaarisuuden kannalta toivottavaa kaikissa push- pull pääteasteissa, vaikka tällöin bias- virtaa ja samalla tehonkulutusta joudutaan nostamaan.

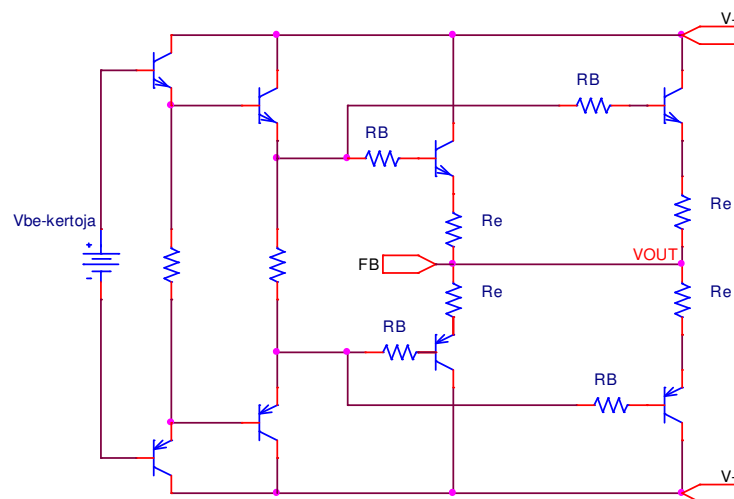
Kuva (2.12) demonstroi emitteriresistanssin vaikutusta harmonisen särön suuruuteen ja optimaaliseen biasvirtaan kun pääteasteessa käytössä on 2SA1302/2SC3281 päätetransistorit ilman kantavastuksia, kahdella ajuriasteella ajettuna.



Kuva 2.12. Emitterivastuksen suuruuden vaikutus säröön ja optimibiasvirtaan, 15 W@ $R_L=8 \Omega$, 1 kHz[3, s. 191].

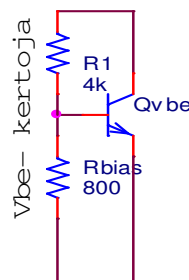
Yleisesti pääteasteen bias- virta kannattaa valita siten, että vahvistimen särö olisi minimaalinen ajettaessa vahvistinta muutaman watin kuormateholla. Tämä johtuu ihmiskorvan kyvystä havaita virhettä parhaiten juuri näillä matalilla tehoilla, jotka osuvat korvan herkkyyalueelle parhaiten. Kuvan (2.12) tulokset kertovat optimibiaksen ajettaessa $8\ \Omega$:n kuormaa melko suurella 15 watin teholla. Optimibias on siis särön suhteen parempi suurilla tehoilla, mutta matalilla tehoilla parempi ratkaisu on käyttää suurehkoa AB– luokan biasointia. Tätä biasointia voidaan kutsua myös ylibiasioinniksi. Itse asiassa koko optimaalisen biaksen käsite on varsin häilyvä, koska sen arvo riippuu kuormasta. Kaiutinkuormat ovat todellisuudessa taajuusriippuvaisia ja reaktiivisia elementtejä, joiden impedanssit ovat epälineaarisia.

Yleinen tapa pääteasteen linearisoinniksi on lisätä lähtöön rinnakkaisia päätetransistoripareja kuvan (2.13) mukaisesti. Tällöin avoimen silmukan lähtöimpedanssia saadaan yhä pienemmäksi, virranajokyky paranee ja päätetransistorit pysyvät viileämpiä. Kun päätetransistorien lukumäärä tuplataan, transkonduktanssi g_m tuplaantuu ja lähtöimpedanssi puolittuu alkuperäisestä. Tällöin vahvistimen kuorman pysyessä samana, lähdössä näkyvä särö pienenee 6 dB transistorimäärän tuplaantuessa. Hintana tästä on bias-virrankulutuksen tuplaantuminen, sillä jokainen transistoripari vaatii saman bias- virran. Transistoriparien lisääminen on tehokas tapa vähentää ulostulon riippuvuutta kuormaimpedanssista sekä pienentää säröä, joka muodostuu lähtöimpedanssissa epälineaarisen kuormitusvirran vuoksi. Samalla transistorien kytkeytyminen ylimenosärön alueella tulee pehmeämmäksi. [3, s. 194.]



Kuva 2.13. Päätetransistorien lisääminen rinnankytkennällä parantaa lineaarisuutta.

Pääteasteen lähtöimpedanssin optimoinnin lisäksi on todella tärkeää että kuvan (2.11) mukainen ylimenosärö saadaan minimoitua. Tämä tehdään asettamalla pääteasteen kannalle kynnysjännitteiden suuruinen vakiojännitelähde, jolloin ylimenosärö pienenee pääteasteen toimiessa tällöin AB- luokassa. Vakiojännitelähteenä käytetään kuvan (2.14) mukaista V_{BE} -kertojaa pääteasteen rinnalla. V_{BE} - kertoja muodostaa ylitseen päätetransistorien kynnysjännitteiden suuruisen vakiojännitteen ja täten kompensoi kynnysjännitteiden vaikutuksen lähtökäyriin. V_{BE} - kertoja käyttää VAS:n bias- virtaa toimiakseen. V_{BE} -kertojan yli mitoitettava jännite riippuu pääteasteen transistorien määrästä ja myös ajuriasteiden transistorien määrä on huomioitava mitoituksessa.



Kuva 2.14. Ylimenosärön poisto tapahtuu V_{BE} - kertojalla.

Kuvan (2.14) V_{BE} - kertojan komponentit ovat vastukset R_1 , R_{bias} , sekä transistori Q_{VBE} . Potentiometrillä R_{bias} säädetään virtaa I_{bias} , joka kulkee myös vastuksen R_1 kautta. Transistorin kannalle menevä virta voidaan jättää huomioimatta, koska se on hyvin pieni. V_{BE} - kertojan yli muodostuva jännite V_{out} voidaan kirjoittaa muotoon:

$$V_{out} = V_{BE} \left(1 + \frac{R_1}{R_{bias}} \right) \quad (4)$$

Kaavasta (4) huomataan, että V_{BE} - kertojan jännite on määritettävissä vastusten R_{bias} ja R_1 valinnalla. Kuvan (2.13) kahden ajuriasteen tapauksessa vastuksiksi voidaan esimerkiksi valita $R_1=4 \text{ k}\Omega$ vastus ja $R_{bias}= 800 \text{ }\Omega$:iin säädetty trimmeri, koska tarvittava vakiojännite ylimenosärön poistamiseksi on noin $0,7\text{V} \cdot 6=4,2 \text{ V}$ (6kpl kynnysjännitteitä). Transistorin Q_{VBE} yli voidaan lisäksi kytkeä kondensaattori, jonka tehtävänä on muodostaa hyötysignaali matalaimpedanssinen reitti pääteasteelle V_{BE} - kertojan ohi.

V_{BE} - kertoja toimii myös lämpötilakompensoivana osana ennen pääteastetta. Kun pääteastetransistorien lämpötilat kasvavat, samalla niiden V_{BE} - jännite laskee. V_{BE} - kertojan jännite muuttuu samassa suhteessa. Tämän ansiosta pääteasteen bias ei pääse *ryömimään* lämpötilan kasvaessa koska V_{BE} - kertoja ja päätetransistorit ovat kiinnitettynä samaan jäähdytysprofiiliin ja tätä kautta niiden lämpötilat ovat ideaalisesti samat. Joskus myös ajuriasteet voidaan kiinnittää samaan jäähdytysprofiiliin.

3. Virheenkorjausmenetelmät

Vahvistimen halutaan toistavan sisään tuleva signaali identtisesti muodossaan, vain sen suuruuden sallitaan muuttuvan. Käytännössä näin ei kuitenkaan ole, sillä vahvistuneeseen signaaliin tulee virhettä. Virheellä tarkoitetaan yleisesti vahvistimen epälineaarisuutta, säröä, hurinaa, kohinaa, sekä taajuusvasteen, vahvistuksen tai vaiheen virheitä ulostulosignaalisissa [6, s. 3].

Audiovahvistimissa voidaan käyttää useita erilaisia virheenkorjausmenetelmiä. Yleisimmin käytetään vain yhtä globaalia virheenkorjausmenetelmää, mutta myös useampaa topologiaa voidaan halutessa soveltaa yhtäaikaaisesti. Tunnetuin ja selvästi eniten käytetty menetelmä on kuitenkin negatiivinen takaisinkytkentä (NFB). Negatiivisen takaisinkytkennän suosio johtuu pitkälti siitä että se on luotettava, helppo ja yksinkertainen toteuttaa. Harold Blackin vuonna 1937 patentoimaa negatiivista takaisinkytkentää voidaankin pitää yhtenä 1900- luvun tärkeimpänä keksintönä elektroniikassa ja siitä lähtien on suunniteltu ja rakennettu valtava määrä globaalia takaisinkytkentää käyttäviä audiovahvistimia. Kuitenkin runsaan takaisinkytkennän käyttäminen diskreeteissä audiovahvistimissa on komponenttien parantuessa ollut mielipiteitä jakava asia, josta on seurannut uuden ajan moderneja audiovahvistimia jotka käyttävät takaisinkytkentää vain vähän tai eivät lainkaan [3, s. 60].

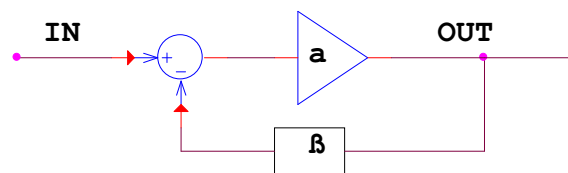
Error feedback (EFB) tai error- feedforward (EFF) ovat virheenkorjausmenetelminä hieman vähemmän tunnettuja ja perinteiseen takaisinkytkentään verrattuna toimintaperiaatteeltaan varsin erilaisia. Näiden menetelmien käyttäminen on aikaisemmin ollut melko harvinaista audiotaajuuksilla. Niitä on käytetty pääosin korkeilla taajuuksilla, joissa NFB:tä ei ole pystytty käyttämään korkean silmukavahvistus- vaatimuksen vuoksi. EFB ja EFF ovat useimmiten käytössä paikallisessa virheenkorjauksessa, mutta niitä voidaan käyttää myös globaalina virheenkorjausmenetelmänä koko kytkennälle. Toisin kuin negatiivinen takaisinkytkentä, EFB ja EFF perustuvat *balanssiehtoon*, eivätkä vaadi toimiakseen lainkaan vahvistusta. EFB tai EFF -topologioita voidaan soveltaa myös audiokäyttöön, kuten tässä diplomityössä tullaan osoittamaan.

Kuten jo edellä on esitetty, virheenkorjaukseen ja linearisointiin voidaan olennaisesti vaikuttaa myös kytkennän sisäisesti. Kun kytkennän sisäiset rakenneosat ovat ensiksi paloittain mahdollisimman lineaariset, koko kytkennän globaalille virheenkorjaukselle

kuten NFB:lle tai EFF:lle jäävä korjattava virhe on jo valmiiksi minimoitu. Komplementaari- rakenteiden käyttäminen ja transistorien tehohäviön pitäminen vakiona ovat esimerkkejä keinoista, joilla audiovahvistimia saadaan melko virheettömiksi käyttäen niitä yhdessä globaalien virheidenkorjausmenetelmien kanssa.

3.1 NFB

Negatiivinen takaisinkytkentä (engl. Negative FeedBack, NFB) perustuu lähdön kytkemiseen vaimennettuna sekä vastakkaisvaiheisena vahvistimen tuloon. Vaimennuksen määrittää *takaisinkytkentäkerroin* β .



Kuva 3.1. Negatiivinen takaisinkytkentä.

Kuvan(3.1) kytkennän vahvistukseksi, eli *suljetun silmukan vahvistukseksi* G saadaan:

$$G = \frac{a}{1+a\beta} \quad T = a\beta \quad G \approx \frac{1}{\beta} \quad (5)$$

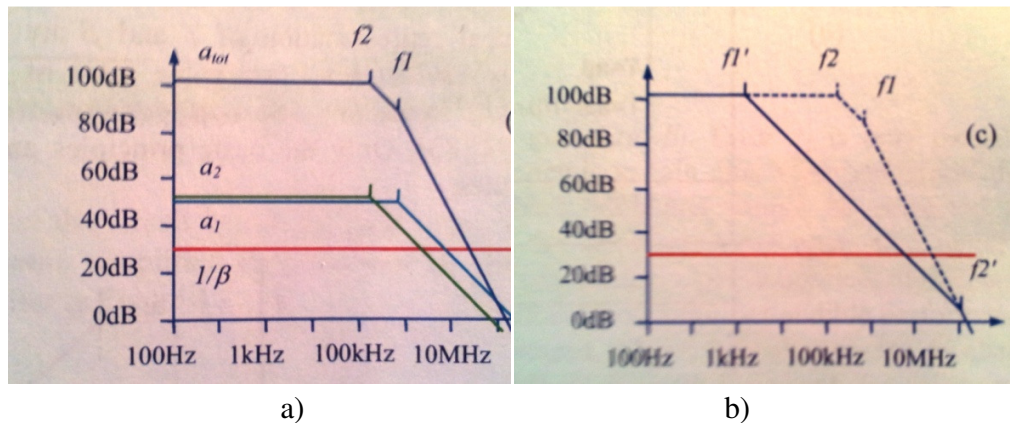
, jossa a on *avoimen silmukan vahvistus* ja T *silmukkavahvistus*.

Suurilla avoimen silmukan vahvistuksilla kytkennän vahvistus voidaan approksimoida arvoon $1/\beta$. Silmukkavahvistus kertoo takaisinkytkennän määrän ja samalla tekijän, jolla signaalin virhettä pienennetään. NFB asettaa vahvistuksen stabiiliksi, pienentää säröä ja kohinaa sekä kasvattaa kaistanleveyttä. Samalla tuloimpedanssi saadaan suureksi ja lähtöimpedanssi pieneksi. Tyypillisen diskreettikomponentein toteutetun audiovahvistimen avoimen silmukan vahvistus on luokkaa 60...100 dB. Suljetun silmukan vahvistus on usein luokkaa 20...30 dB jolloin silmukkavahvistus T on välillä 30...80 dB [3, s. 61].

Takaisinkytkentä pienentää kaikkia virheitä, jotka summautuvat hyötysignaaliin vahvistimen sisällä. Lämpötilan noususta, käyttöjännitteen kohinasta ja hyötysignaalin epälineaarisuudesta johtuvat virheet jakautuvat silmukkavahvistuksen verran pienimmiksi. Lisäksi takaisinkytkentä muodostaa etuasteelle vain pienen erojännitteen, mikä on toivottavaa. Differentiaaliparin sisääntulojen erojännite kuitenkin kasvaa, mikäli taajuutta nostetaan.

Suurin osa vahvistimen säröstä muodostuu pääasteessa, jota takaisinkytketty vahvistin pystyy korjaamaan täydellä silmukkavahvistuksella. Kuitenkin etu- ja VAS-asteen aiheuttamaa säröä takaisinkytkentä ei pysty korjaamaan yhtä hyvin, sillä näiden asteiden aiheuttama särö kasvaa voimakkaasti taajuuden funktiona pääasteen särön ollessa lähes taajuudesta riippumaton audiotaajuuksilla.

Yksi suuresti takaisinkytketyn vahvistimen suorituskkyyn vaikuttava ominaisuus on sen asteiden rajoitettu kaistanleveys. Tämä on nähtävissä kuvassa (3.2a). Kun vahvistus kasvaa, vahvistimen kaistanleveys laskee transistorien ominaisuuksista johtuen. Rajoitetun kaistanleveyden vuoksi, korkea silmukkavahvistus on saavutettavissa vain matalilla taajuuksilla. Jokainen vahvistinaste aiheuttaa yhden navan taajuusvasteeseen ja usein käytetään kompensointia, joka aiheuttaa vasteeseen yhden *dominoivan navan*, jonka taajuudesta ylöspäin silmukkavahvistus alkaa laskea.



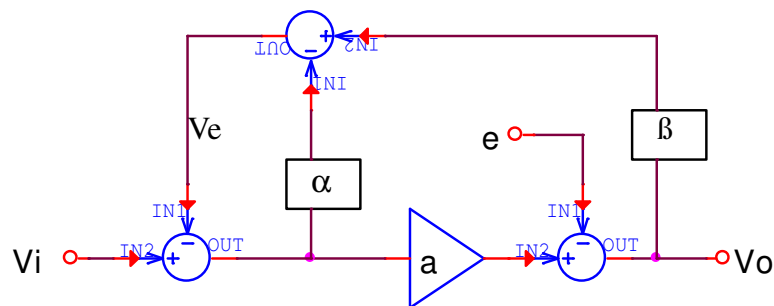
Kuva 3.2. Silmukkavahvistus putoaa kompensoinnin seurauksena taajuudella f_1' (b) [3, s. 64]

Koska avoimen silmukan vahvistus on taajuusriippuva, myös silmukkavahvistus riippuu taajuudesta. Korkeilla taajuuksilla avoimen silmukan vahvistuksen määräävän vahvistimen siirtofunktion navat ja kasvava etenemisviive aiheuttavat lopulta tulo- ja lähtösignaalin vastakkaisvaiheisuuden, jolloin NFB ei pysty enää korjaamaan virheitä ja vahvistin alkaa oskilloimaan [6]. NFB:n huonona puolena on siis potentiaalinen epästabiilius korkeilla taajuuksilla ja reaktiivisilla kuormilla. Tämän vuoksi takaisinkytketyssä vahvistimessa käytetään aina kompensointia, joka käytännössä toteutetaan lisäämällä kondensaattori VAS – asteen transistorin kannan ja kollektorin välille kuten kuvassa (2.8). Yleisin käytetty kompensointi on hallitsevan navan kompensointi (engl. Dominant Pole Compensation), josta käytetään myös nimitystä *Miller- kompensointi*. Täten kompensointikondensaattoria kutsutaan usein Miller- kondensaattoriksi.

3.2 EFB

EFB:ssä lähtösignaali mitataan ja vähennetään tulosignaalista, jolloin jäljelle jää ainoastaan virhesignaali. Tämä virhesignaali lisätään sitten tulosignaaliin, jolloin virhesignaalia ei teoriassa näy lähdössä lainkaan [3, s. 88]. EFB:n toiminta muistuttaa suuresti perinteistä takaisinkytkentää, sillä siinä on takaisinkytkentäsilmutuloon. Tällöin myös EFB- kytkenällä on olemassa värähtelyn vaara.

EFB:llä on kaikki takaisinkytketyn vahvistimen hyödyt kuten pieni lähtöimpedanssi, mutta sillä on myös huonoja puolia. Huonoina puolina voidaan mainita suuritaajuisten harmonisten kasvaminen sekä niin sanottu *input overshoot* – ilmiö, jossa vahvistimen etuaste leikkaa vaikka kokonaisuus näyttäisikin toimivan moitteettomasti.



Kuva 3.3. EFB- virheenkorjauksen periaate, jossa vahvistin ja sen aiheuttama virhe e .

Kuvan (3.3) mukaiselle EFB- topologialle voidaan lähtöjännite johtaa muotoon [3, s.91]:

$$V_o = \frac{a v_i + e - \alpha e}{1 - \alpha + \beta a} \quad (6)$$

, jossa α on balanssitermi ja e virhetermi.

Virheenkorjauksen ollessa optimaalinen, balanssitermi $\alpha=1$, jolloin nyt kytkennän vahvistus voidaan kirjoittaa muotoon:

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{a}{\beta a} = \frac{1}{\beta} \quad (7)$$

Kaavasta (7) huomataan, että balanssin ollessa kohdallaan, kytkennän vahvistuksen määrää takaisinkytkentäkerroin β , samalla tavalla kuin perinteisessä takaisinkytkennässä.

Tämä pätee kun avoimen silmukan vahvistus a on ääretön. Kun $a\beta=1$, lähtöjännite voidaan kirjoittaa:

$$V_o = \frac{a}{2-\alpha} v_i + \frac{1-\alpha}{2-\alpha} e \quad (8)$$

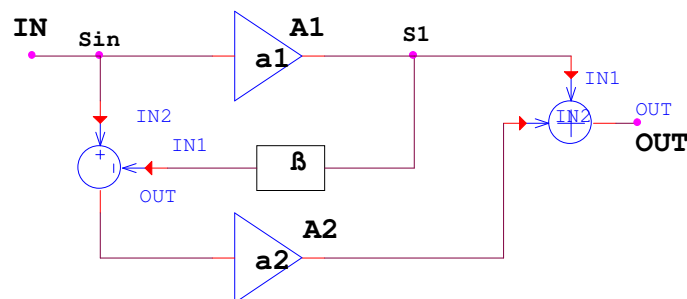
Tällöin balanssitermin α lähestyessä ykköstä, virhetermi e lähestyy nollaa ja virheenkorjaus paranee. Balanssitermi vaikuttaa virheenkorjaukseen samalla tavoin kuin silmukavahvistus T vaikuttaa NFB:n tapauksessa. [3, s. 91]

3.3 EFF

Error Feedforward on tässä työssä esitellyistä virheenkorjausmenetelmistä vanhin ja se on itse asiassa yhdeksän vuotta vanhempi keksintö kuin perinteinen negatiivinen takaisinkytkentä [7]. Blackin patentoima virheenkorjaustopologia on pääosin ollut audiovahvistimissa vain ajatuksena taustalla, koska takaisinkytketyt vahvistimet ovat olleet aina hyvin suosittuja ja helppoja toteuttaa.

Toisin kuin perinteisen takaisinkytkennän tapauksessa, virheen täydellinen poistaminen lähdöstä on ainakin teoriassa mahdollista käyttäen EFF- virheenkorjausta. Käytännössä kuitenkin täydelliseen virheen eliminoimiseen vaadittava *balanssiehto* ei ole koskaan täydellinen. Tämä johtuu siitä, että komponenttien parasiittiset ominaisuudet korostuvat taajuuden kasvaessa ja tällöin vaikutukset näkyvät myös taajuus- ja vaihevasteessa. Virheen täydellinen eliminoiminen edellyttäisi myös täysin ideaalista apuvahvistinta, mitä ei tietenkään käytännössä voida toteuttaa.

EFF:n periaate on esitetty kuvassa (3.4), jossa päävahvistimen A_1 aiheuttamat virheet lähdössä saadaan poistettua käyttämällä apuvahvistinta A_2 virheen poistamiseen.



Kuva 3.4. Feedforward- virheenkorjauksen periaate.

Päävahvistimen A_1 lähdöstä otetaan vaimennettu signaali βS_1 , joka vähennetään tulosignaalista S_{in} . Nyt apuvahvistimeen A_2 saadaan syötettyä signaali, jossa ei ole lainkaan päävahvistimen aiheuttamaa virhettä. Tämä signaali vahvistetaan ja lisätään päävahvistimen lähtöön, jolloin virhe on poistunut kytkennän lähdöstä päävahvistimen A_1 suhteen.

Kuvan (3.4) kytkennälle *suljetun silmukan vahvistukseksi* G saadaan nyt [6]:

$$G = a_1 + a_2 - a_1 a_2 \beta = \frac{1}{\beta} \quad a_2 \beta = 1 \quad (9)$$

, jossa $a_2 \beta = 1$ on *lähdön balanssiehto*.

Balanssiehdon toteutuessa päävahvistimen virhesignaali poistuu lähdöstä kokonaan, koska suljetun silmukan vahvistuksen lauseke tulee nyt muotoon:

$$G = a_1 + a_2 - a_1 = a_2 \quad (10)$$

Lausekkeesta (10) nähdään, että kytkennän vahvistuksen lauseke määräytyy nyt vain apuvahvistimen vahvistuksesta a_2 , jolloin teoriassa päävahvistimen virhe ei näy lähdössä lainkaan. Käytännön kytkennässä lähdön balanssiehto toteutetaan sijoittamalla impedansseja feedforward- rakenteeseen, siten että ne muodostavat *balansoidun sillan* (engl. Balanced bridge). Väite virheen täydellisestä eliminoinnista olettaa, että apuvahvistin on täysin ideaalinen ja virheetön, mikä ei kuitenkaan käytännössä tule toteutumaan.

Ideaalitapauksen täydellisen virheenpoiston lisäksi, feedforward- kytkennässä ei ole lainkaan suljettua silmukkaa, joka voisi aiheuttaa potentiaalista epästabiilisuutta ja värähtelyä kuten perinteinen takaisinkytkentä tai EFB. Lisäksi EFB:hen verrattuna EFF ei myöskään aiheuta suuritaajuisten harmonisten kasvamista eikä *input overshootia* [3, s. 90].

Suurena erona normaaliin takaisinkytkentään verrattuna on myös EFF:n virheenkorjaustapa. Kytkennän suljetun silmukan vahvistuksen lauseista (9, 10) on havaittavissa, että feedforward korjaa virhettä summauseriaaiteella, kun taas NFB korjaa kertolaskuperiaaiteella. Täten virheenkorjauksen ideaalisuus riippuu feedforwardin tapauksessa suuresti saavutetusta impedanssi- balanssista ja virhevahvistimen lineaarisuudesta, kun NFB:n virheenkorjaus riippuu silmukkavahvistuksesta.[6.]

4. Current Dumping- topologia

Current Dumping on eräs EFF- virheenkorjauksen sovellus. P. J Walker on esittänyt toimintaperiaatteen julkaisussaan [7] ja topologiaa on käytetty muutamissa kaupallisissa toteutuksissa, kuten QUAD 405- ja QUAD 606- vahvistimissa. Ensimmäiset current dumping- vahvistimien kaupalliset toteutukset ovat peräisin 1970- luvulta ja sen jälkeen tähän topologiaan perustuvia vahvistimia on rakennettu melko vähän. Uutena tulokkaana markkinoilla on tällä hetkellä Devialet D- premier- vahvistin, joka tietävästi käyttää hieman samankaltaista topologiaa kuin alkuperäiset current dumper- vahvistimet. D- premier- vahvistimessa on D- luokan pääteaste, jonka apuna toimii A- luokan korjausvahvistin.

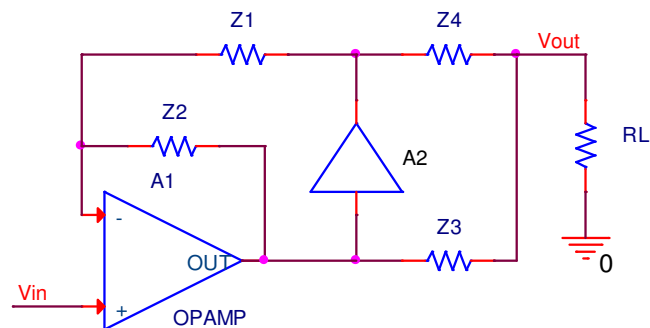
Suurin hyöty audiovahvistimen toteuttamisessa tällä topologialla on, että varsin epälineaarinen ja yksinkertainen B- tai jopa C- luokan tehovahvistin voidaan helposti päivittää hyvän lineaarisuuden omaavaksi vahvistimeksi, jolla on hyvin pieni särö. Toisin sanoen B- luokan pääteasteen ylimenosärö saadaan eliminoidua ilman pääteasteen biasointia ja vahvistin toimii melko lineaarisesti puhtaasti B- luokassa.

Kun pääteasteen biasointia ei käytetä, myös lämpötilakompensointi tulee tarpeettomaksi ja kytkentä saadaan yksinkertaisemmaksi. Päätetransistoreilta ei tällöin vaadita suurta lineaarisuutta ja kaistanleveyttä, vaan transistorit voidaan valita lähinnä hinnan ja tarvittavan tehonkeston mukaan [7]. Nykyaikaisilla transistoreilla virtavahvistuskertoimen h_{FE} muuttuminen on varsin pientä, jolloin sen aiheuttama särö ei muodostu nykykomponentein niin suureksi ongelmaksi kuin se oli 70- luvulla.

Pääteasteen toimintaa voidaan yhä optimoida käyttämällä pientä biasointia yhdessä current dumping- rakenteen kanssa. Kytkennän yksinkertaisuus ja virrankulutus kärsii tästä hieman, mutta lopputuloksena voidaan saada audiovahvistin, jolla on erittäin hyvä virheenkorjauskyky koko audiokaistalla.

4.1 Toimintaperiaate

Current dumping- rakenteessa on kaksi aktiivista pääosaa: korjausvahvistin ja *virtadumpperi*. Virtadumpperi muodostuu normaalista push pull- pääteasteesta ja korjausvahvistimena käytetään matalan särön ja kohinan A- luokan vahvistinta, joka voidaan toteuttaa jossain sovelluksissa operaatiovahvistimella [7]. Korjausvahvistimen ei välttämättä tarvitse toimia A-luokassa, mutta tällä saavutetaan paras lineaarisuus. Operaatiovahvistinta käytettäessä kytkentä voidaan tehdä käyttäen invertoivaa, tai ei-invertoivaa vahvistinkytkeä. Korjausvahvistin voidaan myös toteuttaa diskreettikomponentein, jolloin se sisältää etuasteen ja VAS:n. Vaikka current dumping on yleisesti EFF- sovellus, rakenteessa on myös normaali takaisinkytkentä.



Kuva 4.1. Current dumping- rakenne.

Kuvan (4.1) kytkennässä korjausvahvistin A_1 on kytketty ei-invertoivaksi vahvistimeksi. Virtadumpperi A_2 on normaali push pull- pääteaste, joka muodostaa negatiivisen takaisinkytkentäsilmuksen impedanssin Z_1 kautta korjausvahvistimen invertoivaan tuloon. Pääteasteen aiheuttamien virheiden minimoimiseksi haluttu kaavan (9) *lähdön balanssiehto* toteutuu, kun rakenteeseen lisätään impedanssit Z_1 , Z_2 , Z_3 ja Z_4 . Balanssiehdon toteutumiseksi näille impedansseille on oltava voimassa [6]:

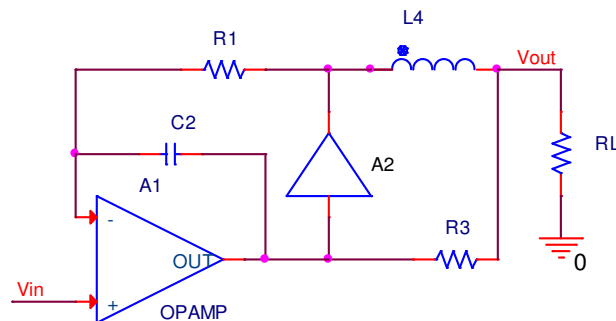
$$\frac{Z_2}{Z_1} = \frac{Z_3}{Z_4} \quad (11)$$

Käytännön vahvistimelta halutaan, että lähtöimpedanssi olisi audiotaajuuksilla mahdollisimman pieni verrattuna kuorman impedanssiin. Myös vahvistimen stabiilius vaatii, että sisäinen silmukavahvistus putoaa taajuuden kasvaessa. Kumpikin näistä ominaisuuksista saavutetaan, kun impedanssi Z_2 korvataan kondensaattorilla C_2 ja impedanssi Z_4 kelalla L_4 [6]. Tällöin myös kaavan (11) balanssiehto toteutuu kaikilla

taajuuksilla. Impedanssit Z_1 ja Z_3 ovat käytännössä vastukset R_1 ja R_3 . Nyt lähdön balanssiehto voidaan komponenttien suhteen kirjoittaa uudelleen muotoon:

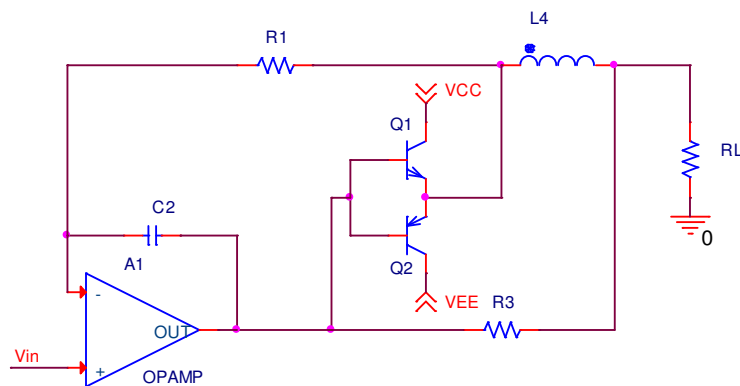
$$R_1 R_3 = \frac{L_4}{C_2} \quad (12)$$

Kuvan (4.2) kytkennälle lähtöimpedanssi Z_O voidaan kirjoittaa $Z_O = Z_3 \parallel Z_4$. Feedforward- rakenne ei pienennä kytkennän lähtöimpedanssia kuten takaisinkytkentä, vaan lähtöimpedanssi riippuu suuresti dumpperin A_2 antoimpedanssista, joka kytkeytyy kelan impedanssin kanssa sarjaan. Luonnollisesti dumpperin antoimpedanssi halutaan minimoida, joka käytännössä toteutetaan käyttämällä mahdollisimman pieniä emitterivastuksia.



Kuva 4.2. Current dumping- vahvistimen impedanssit käytännössä.

Current- dumping- audiovahvistimen toiminta perustuu pääteasteen A_2 aiheuttaman särön ja virhesignaalin poistamiseen vahvistimen lähdöstä korjausvahvistimen A_1 avulla. Tällöin pääteasteen lineaarisuusvaatimus ei tule kriittiseksi. Kytkennän suorituskyvyn määrittävät pääosin korjausvahvistimen A_1 lineaarisuus sekä impedansseilla saavutettava lähdön balanssiehto (kaava 12). Pääteaste voidaan yksinkertaisimmillaan toteuttaa B-luokan push- pull- rakenteella, jossa transistorien kannat ovat suoraan yhdistetty toisiinsa kuten kuvassa (4.3).



Kuva 4.3. Yksinkertainen current dumping- audiovahvistin [7].

Korjausvahvistimenä toimiva operaatiovahvistin A_1 tuottaa tarvittavan jännitevaihtelun pääteasteelle. Kun pienillä signaalitasoilla kumpikaan pääteasteen transistoreista ei johda, korjausvahvistin syöttää virtaa kuormaan vastuksen R_3 kautta, jolloin ylimenosäro minimoituu lähdössä. Tämän virran voidaan sanoa olevan virheenkorjaustermi, koska ylimenosäron kohdassa vain korjausvahvistin syöttää virtaa kuormaan pääteasteen ohi. Päätetransistorit Q_1 ja Q_2 syöttävät johtaessaan suurimman osan kuorman virrasta kelan L_4 kautta. Pääteaste estää täten pienitehoista virhevahvistinta ylikuormittumasta ja kuormaan saadaan annettua riittävästi virtaa. Pääteasteen voidaan sanoa *dumppaavan* virtaa kuormaan, josta topologia on saanut myös nimensä.[7.]

Korjausvahvistimen lineaarisuuden ja balanssiehdon lisäksi huomionarvoinen seikka suorituskyvyn kannalta on korjausvahvistimen lähtöimpedanssin vaikutus kun pääteaste alkaa johtaa. Ideaalisesti korjausvahvistimen lähtöimpedanssin halutaan olevan mahdollisimman pieni, jottei pääteasteen epälineaarinen kantavirta aiheuttaisi lisää virhettä lähtöön sen kuormittaessa korjausvahvistinta epälineaarisesti. Siksi pääteasteelta halutaan suuri ja vakiona pysyvä virtavahvistus h_{FE} , jotta tämä virhe olisi minimaalinen.[8.]

Korjausvahvistimen lähtöimpedanssista ja virtavahvistuskertoimen muuttumisesta johtuvaa suhteellisen pientä virhettä current dumping- rakenne ei siis pysty täysin poistamaan, mutta nykykomponentein siitä aiheutuva pieni virhe voidaan lähes jättää huomioitta, koska tehotransistorit ovat kehittyneet tämän ominaisuuden suhteen merkittävästi sitten 1970- luvun. Nykyään on saatavilla päätetransistoreja joiden virtavahvistuskerroin pysyy lähes vakiona, eivätkä ne täten kuormita A- luokan korjausvahvistinta epälineaarisesti.

On syytä huomata, että current dumping- vahvistimen virheenkorjaus perustuu EFF:n ja takaisinkytkennän yhteistoimintaan, vaikka yleisesti puhutaan pelkästä EFF-sovelluksesta. H. S. Malvar on analysoinut vahvistimen toimintaa perusteellisen matemaattisesti julkaisussaan, jossa hän nimenomaan korostaa, että current dumping-topologia käyttää toiminnassaan niin NFB- kuin EFF- virheenkorjausta [8]. Current dumping- topologiassa ainoastaan pääteaste on sijoitettuna EFF rakenteeseen ja myös muita pääteaste- ratkaisuja voidaan käyttää rakenteessa yksinkertaisen push- pull pääteasteen sijasta.

4.3 Current dumping- toteutuksen hyödyt ja haitat

Current dumping- rakenne poistaa säröä ja virhettä lähdöstä hieman tehokkaammin kuin normaali takaisinkytketty rakenne. Takaisinkytketyssä rakenteessa pääteaste vaatisi biasointia, jotta särö saataisiin minimoitua. Biasoinnin vuoksi puolijohdekomponentteja joudutaan lämpötilakompensoimaan, joka edelleen aiheuttaa kytkennälle lisävaatimuksia esimerkiksi tarvittavien komponenttien lukumäärässä ja täten myös hinnassa.

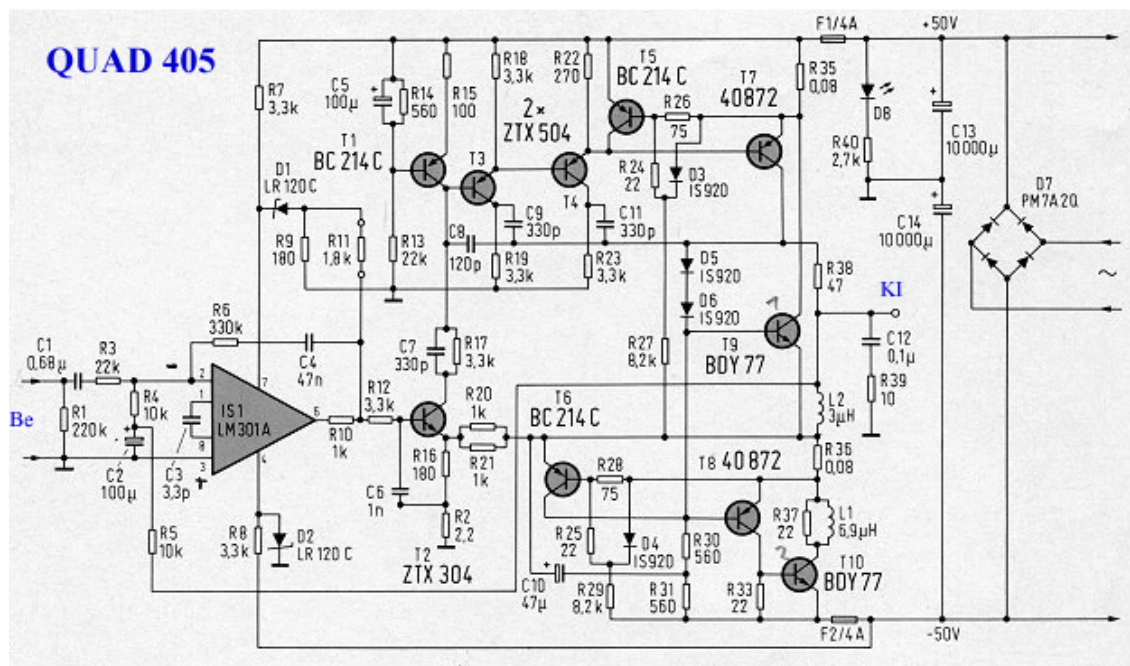
Vanderkooy & Lipshitz [6] sekä Malvar [8] ovat julkaisuissaan antaneet matemaattisesti perusteellisen ja selkeän analyysin Current dumping- toteutuksen toiminnasta noin viisi vuotta P.J. Walkerin [7] alkuperäisen julkaisun jälkeen. Nämä julkaisut yhdessä vahvasti osoittavat, että Current dumping mahdollistaa ylimenosärön tehokkaan poistamisen vahvistimen pysyessä edelleen puhtaasti B- luokassa. Ainoa särö mikä lähdössä mahdollisesti näkyy, on A- luokan korjausvahvistimen hyvin pieni särö olettaen että lähdön balanssiehto on kohdallaan. Mikäli korjausvahvistin suunnitellaan mahdollisimman lineaariseksi, lähdössä näkyvä virhe on hyvin minimaalinen.

Current dumping- rakenne on normaalia takaisinkytkettyä rakennetta stabiilimpi, etenkin kun tarkastellaan toimintaa suurilla taajuuksilla, joilla dumper- toteutus poistaa häiriöpiikkejä tehokkaammin. Tämä johtuu siitä, että vaikka kytkennästä löytyy normaali takaisinkytkentä, ei siinä ole lainkaan suljettua silmukkaa koko kytkennän tulon ja lähdön välillä. Haittapuolena toteutuksessa on dumper- kytkennän lähtöimpedanssi, joka muodostuu suuremmaksi kuin takaisinkytketyn rakenteen johtuen *balansoidun sillan* impedansseista Z_3 ja Z_4 . [6;7.]

4.4 QUAD 405

Quad 405- vahvistin oli ensimmäinen Walkerin Current dumping- topologian kaupallinen toteutus, jonka valmistuksen Acoustical manufacturing Co Ltd. aloitti vuonna 1975. Walker oli itse yhtiön perustaja ja toimi eräänlaisena pioneerina Current dumping- vahvistimien rakentamisessa. Yhtiö rakensi yli 200 000kpl erilaisia Current dumping- vahvistimia, joista ensimmäistä QUAD 405- mallia noin 60 000kpl. QUAD- vahvistimet saivat paljon positiivista palautetta ja jopa useita palkintoja teknisestä innovaatiosta.[9.]

Quad 405- vahvistimen kytkentäkaavio on esitetty kuvassa (4.4). 70- luvulla transistorit olivat uusinta uutta, joten niiden ominaisuudet olivat varsin rajoittuneita verrattuna nykykomponentteihin. Nykyaikaisissa push- pull- pääteasteissa käytettyjä komplementaarisia transistoreja ei ollut saatavilla, joten QUAD 405 (2x100W) käyttää pääteasteen rakenteena *quasi- komplementaarista* ratkaisua, joka oli tuon aikakauden vahvistimissa yleisesti käytössä ennen komplementaaristen transistorien kehittymistä. Kytkennässä quasi- komplementaarirakenteen muodostavat transistorit T₉, T₈ ja T₁₀.



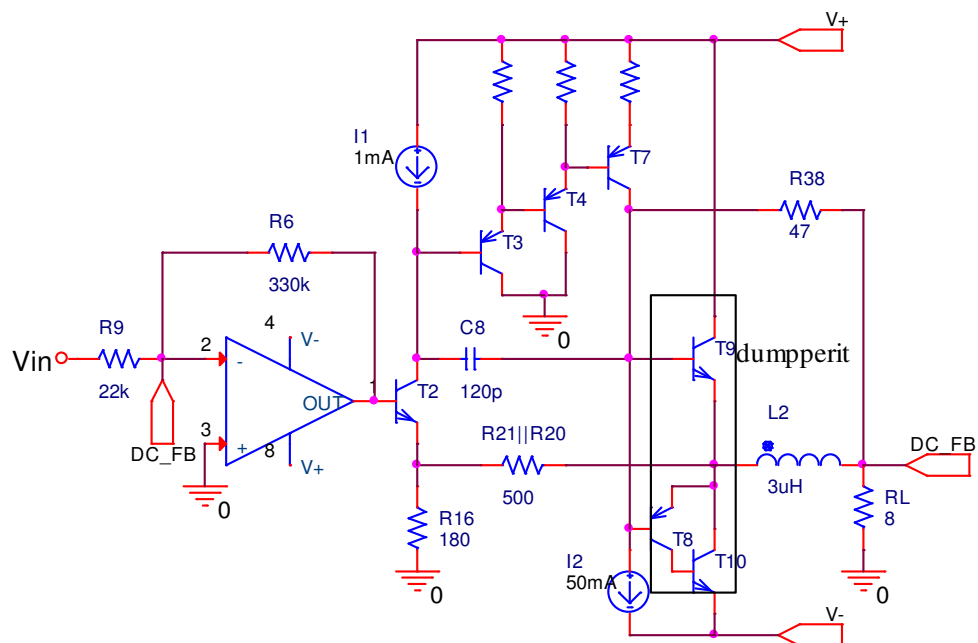
Kuva 4.4. QUAD 405 current dumping- vahvistin [7].

Alkuperäisestä kytkentäkaaviosta voidaan myös havaita neljä balanssiehdon toteuttavaa komponenttia: 500 Ω vastus ($R_{21}||R_{20}$), 120 pF kondensaattori (C_8), 47 Ω vastus (R_{38}) sekä 3 μH kela (L_2). Näillä komponenttivalinnoilla kaavan (12) balanssiehto ei aivan ole kohdallaan ($23500 \neq 25000$), mutta jos kela L_2 on 2,8 μH , balanssi tulee paremmaksi.

Korjausvahvistimen osa on toteutettu QUAD 405:ssa hieman monimutkaisemmin kuin periaatekuvassa (4.3), missä se on toteutettu pelkällä operaatiovahvistimella A_1 . Yhteisemitterikytketty transistori T_2 sekä transistorien T_3, T_4 ja T_7 darlington- rakenne muodostavat tarvittavan jänniteheilunnan pääteasteelle. Transistori T_2 syöttää tarvittavan virheenkorjausvirran vastuksen R_{38} kautta kuormaan kun pääteaste ei johda. A-luokan korjausvahvistimen ulostulo otetaan transistorin T_7 kollektorilta.

Suurin osa kytkennän vahvistuksesta muodostetaan operaatiovahvistimen avulla. Operaatiovahvistimen invertoiva kytkentä antaa aluksi vahvistuksen: $(330\text{ k}\Omega/22\text{ k}\Omega) = 15$. Lisää vahvistusta otetaan vastuksien $(R_{21}||R_{20})$ ja vastuksen R_{16} perusteella: $A = 1+(500\text{ }\Omega/180\text{ }\Omega) = 3,77$. Tällöin kokonaisjännitevahvistukseksi tulee $A_{TOT}=15*3,77=56,55$. QUAD 405 saavuttaa tällöin maksimitehon ($100\text{ W}@8\text{ }\Omega$), kun tulosiignaali on tasoltaan $0,5\text{ V}_{RMS}$.

Lisäksi kuvan (4.4) kytkennässä on virtaraja- rakenteita sekä virtalähteitä. T_1 toimii noin 1 mA :n virtalähteenä ja 50 mA :n virtalähde on toteutettu vastuksilla R_{30} ja R_{31} . Kytkennän epäsymmetrinen rakenne muodostaa suuren DC- offsetin lähtöön, joka pyritään poistamaan takaisinkytkennällä operaatiovahvistimen invertoivaan tuloon. Tämä suurehko DC- offset oli yleistä, kun vahvistimissa vielä käytettiin quasi- komplementaarirakenteita. Tässä kytkennässä operaatiovahvistimen tehtävä on juuri tuon DC- offsetin eliminointi jännitevahvistuksen asettamisen lisäksi. Yksinkertaistettu kytkentä on esitetty kuvassa (4.5), jossa näkyvät toiminnan kannalta oleelliset komponentit.



Kuva 4.5. QUAD 405:n yksinkertaistettu kytkentäkaavio.

Eräs huomionarvoinen seikka virheenkorjauksen kannalta on kondensaattorin C_8 paikka alkuperäisessä Q405- kytkennässä. On hieman epäselvää minkä takia kondensaattori C_8 ei ole kuvan (4.3) periaatteen mukaisesti sijoitettuna vastuksen R_{38} ja transistorin T_2 emitterin välille, niin kuin Walker on alun perin esittänyt [7]. Itse asiassa tällä modifikaatiolla voidaan huomattavasti parantaa alkuperäisen QUAD 405:n suorituskykyä ja äänenlaatua [10]. Tämän kondensaattorin paikka kumminkin myöhemmissä QUAD- malleissa, kuten QUAD 606:ssa oli vaihdettu teorian ja kuvan (4.3) mukaiseen oikeaan paikkaan [11].

QUAD 405:lle tehtyjen mittauksien perusteella kytkennän kokonaissärö eli THD(%) on esitetty parhaan saavutetun impedanssibalanssin tapauksessa taulukossa (1). Mittaustuloksista on todettava, että näiden mittausten suorittamisen aikaan signaaligeneraattorien ja analysaattoreiden laatu oli nykylaitteisiin verrattuna heikko ja ne aiheuttivat itsessään mittaustuloksiin virhettä. Mittaustulokset ovat täten korkeintaan suuntaa antavia.

Taulukko 1. QUAD 405:n harmoninen särö [12].

Lähtösignaali, $R_L = 10\Omega$	THD(%)
1 V _{RMS} @ 1,32 kHz	0,12
10 V _{RMS} @ 1,32 kHz	0,042
1 V _{RMS} @ 13,2 kHz	0,14
10 V _{RMS} @ 13,2 kHz	0,12

5. Modernisoitu current dumper- audiovahvistin

Aiemmassa tämän diplomityön sisällössä esiteltiin audiovahvistimen yleinen kolmiasteinen rakenne sekä keinoja näiden rakenteiden optimointiin. Lisäksi esiteltiin virheenkorjausmenetelmiä, joilla audiovahvistin saadaan toimimaan mahdollisimman virheettömästi kokonaisuutena. Error feedforward virheenkorjausmenetelmänä ja sen sovelluksena current dumping- audiovahvistin, voivat olla jopa monille audioharrastajille varsin tuntemattomia aiheita.

Työni tarkoitus on lopulta suunnitella ja modernisoida P.J. Walkerin esittämään current dumping- topologiaan perustuva audiovahvistin. Tavoitteena on rakentaa hyvin lineaarinen current dumping- audiovahvistin ja osoittaa, että käyttäen nykykomponentteja sekä aiemmissa kappaleissa esitettyjä paikallisia linearisointikeinoja yhdessä lähes 40 vuotta vanhan topologian kanssa, voidaan saavuttaa hi-fi luokan äänenlaatua analogisesti ja diskreettikomponentein toteutettuna.

Suunniteltavaa ja toteutettavaa vahvistinta tullaan ominaisuuksiltaan pääosin vertaamaan alkuperäiseen Walkerin QUAD 405- vahvistimeen ja sitä pyritään ensisijaisesti tekemään parempi kuin tästä vahvistimesta. Myös tuoreemmat QUAD- vahvistimet toimivat hyvinä vertailukohtina toteutettavan vahvistimen rinnalla. Jotta vertailu olisi järkevää, vahvistin pyritään tekemään samaan teholuokkaan eli 2x100 W. Ehkä tärkeimpänä vertailuparametrina toimii särö, joka alkuperäisellä QUAD-405:lla oli virallisesti ilmoitettu olevan 0,05 % [12].

5.1 Suunnitteluprosessin vaiheet ja vahvistimen määritelmät

Vahvistinsuunnittelussa ensimmäinen vaihe on määritellä mihin käyttöön vahvistin on tulossa ja mitä siltä vaaditaan. Antoteho, virrankulutus, taajuuskaista ja käytettävät käyttöjännitteet ovat esimerkkejä tärkeimmistä audiovahvistimen määritelmistä. Kun on tiedossa millainen vahvistin halutaan rakentaa, siirrytään mitoittamaan kytkentää komponenttitasolla. Komponenteista ensimmäisinä valitaan käytettävät aktiiviset komponentit, jonka jälkeen mitoitetaan niiden ympärille tarvittavat passiivikomponentit.

Mitoituksen jälkeen kytkentää voidaan simuloida ja tarvittaessa muuttaa komponenttiarvoja haluttuihin määritelmiin pääsemiseksi. Kun simulaatiotulokset alkavat vastaamaan haluttuja vaatimuksia, voidaan alkaa suunnittelemaan rakennettavaa piirilevyä. Kun rakentaminen on saatu valmiiksi, laitetta on syytä testata ja tarkastella sovelluksen

kannalta oleellisimmasta näkökulmasta, kuten esimerkiksi särön suuruutta audiovahvistimessa.

Tämän työn puitteissa halutaan suunnitella ja toteuttaa Current dumping topologiaan perustuva audiovahvistin, joka on alkuperäistä QUAD 405- toteutusta lineaarisempi. Toteutettavaa vahvistinta voitaisiin esimerkiksi käyttää kodin hifi- järjestelmän osana kahden lattiakaiuttimen kanssa. Vahvistin ei kuitenkaan ole mikään jäljennös alkuperäisestä Q405:stä, ainoastaan virheenkorjaustopologia pysyy samana. Vahvistimen pääteaste biasoidaan kevyesti, jolloin virtadumpperi- osan ja samalla koko vahvistimen lineaarisuus paranee entisestään ja virrankulutus kasvaa vain hiukan siirryttäessä pois puhtaasta B-luokasta. Käyttöjännitteet valitaan ± 35 V ja vahvistus mitoitetaan siten, että vahvistimen antoteho 2×100 W@8 Ω on samaa luokkaa kuten alkuperäisessä Q405:ssä. Vahvistimen suljetun silmukan vahvistus valitaan arvoon 25 dB, jolloin 1,6 voltin tulosignaali saadaan 8 ohmin kuormaan maksimiteho 100W.

Rakennettavan vahvistimen määritelmät:

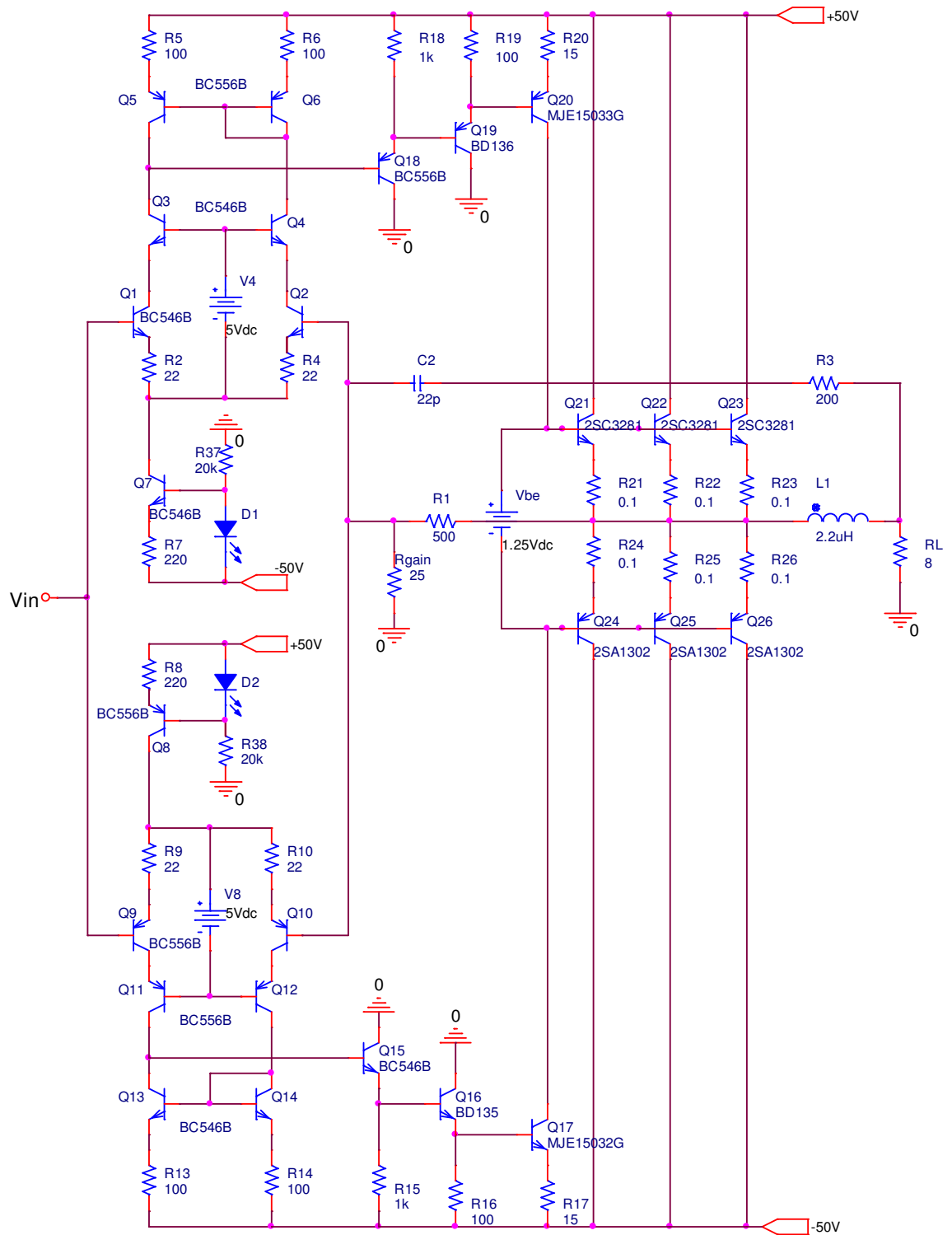
- ° Antoteho 2×100 W@8 Ω
- ° Vahvistus n. 25 dB
- ° THD% < 0,05% (pienempi kuin QUAD 405:llä)
- ° Slew Rate > 10 V/ μ s
- ° DC- offset < 20 mV
- ° Oltava stabiili kapasitiivisiin kuormiin 8 Ω ||47 nF ja 8 Ω ||200 nF
- ° Hyvä äänenlaatu

5.2 Rakenne

Koko vahvistin on toteutettu diskreettikomponentein ja täysin analogisesti. Rakenne koostuu kolmesta pääosasta: korjausvahvistimesta, virtadumpperista ja impedanssi-sillasta. Vahvistimen korjausvahvistin- osa muodostuu etuasteesta ja VAS:sta. Etuaste on toteutettu symmetrisenä differentiaalipari- rakenteena, jossa hyvä lineaarisuus on saavutettu käyttäen hyväksi virtapeili- ja CM- bootstrap- rakenteita. Myös VAS on toteutettu symmetrisesti ja hyvä puskurointi on toteutettu kolmen transistorin darlington- kytkennällä, jolloin etuasteen kuormitus pysyy pienenä ja rakenteet toimivat hyvin yhdessä.

Virtadumpperi on toteutettu käyttäen push-pull- rakennetta huonon symmetrisyyden antavan, alkuperäisen quasi- komplementaari- rakenteen sijasta. Virtadumpperissa on kolme transistoriparia rinnakkain, jolloin vahvistimen virrankulutus hieman kasvaa, mutta dumpperin lineaarisuus saadaan paremmaksi yhdessä pienten emitterivastuksien kanssa. Dumpperin transistoreiksi on valittu komplementaaripari 2SC3281/2SA1302, joiden virtavahvistuskerroin säilyy melko vakiona kuormituksen vaihdellessa. Dumpperin biasjännite toteutetaan normaalilla V_{BE} - kertojalla, mutta vahvistin toimisi melko hyvin ilman dumpperi- osan biasointiakin. Tällä pienellä lisäyksellä saavutetaan kumminkin parempi virheenkorjaus ja pienempi särö, joten dumpperin biasointi on kannattavaa.

Impedanssi- silta muodostuu neljästä passiivikomponentista (2 vastusta, kela, kondensaattori), kuten current dumping- topologian periaatekuvassa (kuva 4.3) on esitetty. Hieman yksinkertaistettu kuva toteutettavasta kytkennästä yhden kanavan osalta on esitetty kuvassa (5.1). Lopulliseen kytkentään lisätään vielä virtaraja-rakenne dumpperi- osan ympärille sekä joitakin passiivikomponentteja sisääntulon DC- erottamiseen sekä ulostulon kompensointiin kapasitiivisten kaiutinkaapelien vuoksi. Kytkennän tarkempi mitoitus ja perusteet eri komponenttivalinnoille on esitetty seuraavassa kappaleessa.



Kuva 5.1. Toteutettavan vahvistimen yleinen rakenne yhden kanavan osalta.

5.3 Mitoitus

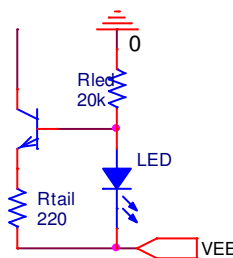
Jännitevahvistuksen mitoitus:

Kuvan (5.1) mukaisen vahvistimen jännitevahvistus mitoitetaan vastuksien R_1 ja R_{gain} mukaisesti kaavalla: $A_V = 1 + (R_1 / R_{\text{gain}})$. Vahvistimen halutaan pystyvän antotehoon $100\text{W}@8\Omega$, joten tällöin maksimiteholla ulostulojännite saa arvon: $V_{\text{OUT}} = \sqrt{(100\text{W} \cdot 8\Omega)} = 28,2\text{ V}$. Vahvistimen maksimi tulosignaali on määritelty $1,6\text{ V}$, jolloin jännitevahvistukseksi saadaan $A_V = V_{\text{OUT}}/V_{\text{IN}} = 16,15$, joka on desibeleissä ilmoitettuna $24,2\text{ dB}$. Tällöin valitsemalla $R_1 = 500\Omega$ sekä $R_{\text{gain}} = 33\Omega$, saadaan:

$$A_V = 1 + \frac{500\Omega}{33\Omega} = 16,15 \text{ (24,2 dB)}$$

Korjausvahvistimen mitoitus:

Korjausvahvistimen etuasteen bias- virraksi on mitoitettu noin 5 mA . Etuasteen biasoiva virtalähde on toteutettu yksinkertaisella vakiovirtalähteellä ledin, transistorin ja kahden vastuksen avulla. Bias- virran määrittää vastus R_{tail} , jonka yli jäävä jännite $V_{R_{\text{tail}}}$ saadaan: $V_{R_{\text{tail}}} = V_{\text{LED}} - V_{\text{BE}}$. Jos oletetaan ledin kynnysjännitteeksi $1,8\text{ V}$, vastuksen R_{TAIL} yli jää tällöin $1,1\text{ V}$, jolloin valitsemalla $R_{\text{tail}} = 220\Omega$, etuasteen biasvirta on noin 5 mA . Ledille on kytketty riittävän suuri etuvastus $R_{\text{led}} = 20\text{ k}\Omega$, jotta siinä ei kuluisi tarpeettoman paljon tehoa.

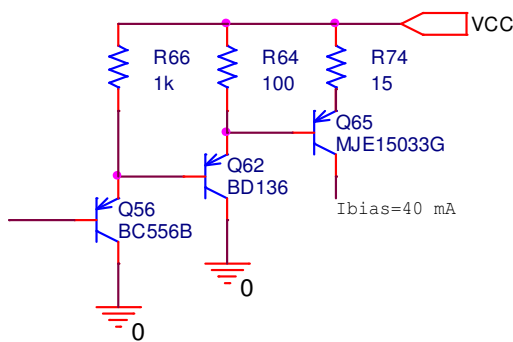


Kuva 5.2. Etuasteen vakiovirtalähteen mitoitus.

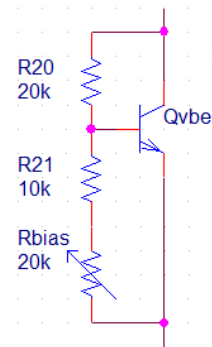
Symmetrisen etuasteen virtapeilien kollektorivastukset on valittu arvoon 100Ω ja differentiaaliaparin emitterivastukset arvoon 22Ω , jotka on yleisesti todettu sopiviksi arvoiksi [4, 13]. Mikäli käytettäisiin pienempää etuasteen bias- virtaa, emitterivastukset voisivat olla arvoltaan hieman suurempia. Differentiaaliaparien CM- bootstrapit on käytännössä toteutettu kahdella sinisellä ledillä, joiden yli jäävä kokonaisjännite on noin 5

V. Ledien eteen on mitoitettu 47 kΩ:n ylösvetovastus, jolloin niiden virta rajoittuu noin 1 mA:iin. Tällöin kummassakin differentiaaliparin haarassa kulkee noin 2 mA:n bias- virta.

VAS on toteutettu kolmen transistorin darlingtonilla, joista kahden ensimmäisen biasvirrat on skaalattu suurin piirtein samaan suhteeseen kuin alkuperäisessä QUAD 405- vahvistimessa. Viimeisen transistorin kollektorivirta on mitoitettu noin 40 mA:iin alkuperäisen 50 mA:n sijasta kuten kuvassa (4.5) oli esitetty. Korjausvahvistimen ulostulo otetaan juuri tämän transistorin kollektorilta, joten VAS:n bias- virran suuruudella on varsin suuri vaikutus virheenkorjaukseen. Kuitenkin tämän virran kasvattaminen nostaisi huomattavasti koko vahvistimen virrankulutusta, mikä ei ole kovin toivottavaa. VAS:n transistorien valinnoissa on huomioitu etenkin niiltä vaadittava tehonkesto ja soveltuvuus audiokäyttöön.



Kuva 5.3. VAS:n mitoitus.



Kuva 5.4. V_{BE} - kertojan mitoitus.

V_{be} - kertojan mitoitus:

Virtadumpperien biasointiin käytetään yksinkertaista V_{BE} - kertojaa. V_{BE} - kertojan yli olevaksi jännitteeksi tavoitellaan noin 1,25...1,4 voltin suuruista jännitettä, koska pääteaste on toteutettu kolmella rinnankytketyllä komplementaariparilla. Tällöin haluttu V_{BE} - kertojan jännite on kahden transistorin kynnsjännitteen suuruinen. V_{BE} - kertojan komponentit voidaan mitoitaa kaavan (4) mukaisesti:

$$V_{out} = V_{BE} \left(1 + \frac{R_{20}}{R_{21} + R_{bias}} \right)$$

Kaavasta voidaan nähdä, että $R_{20} / (R_{21} + R_{bias}) \approx 1$, jotta haluttu kahden kynnsjännitteen suuruinen bias- jännite saavutettaisiin. Vastus R_{bias} on trimmeri, jonka kanssa on kytkettävä kiinteä vastus sarjaan, jotta bias ei kasvaisi liian suureksi, kun trimmerin liuku on nollassa.

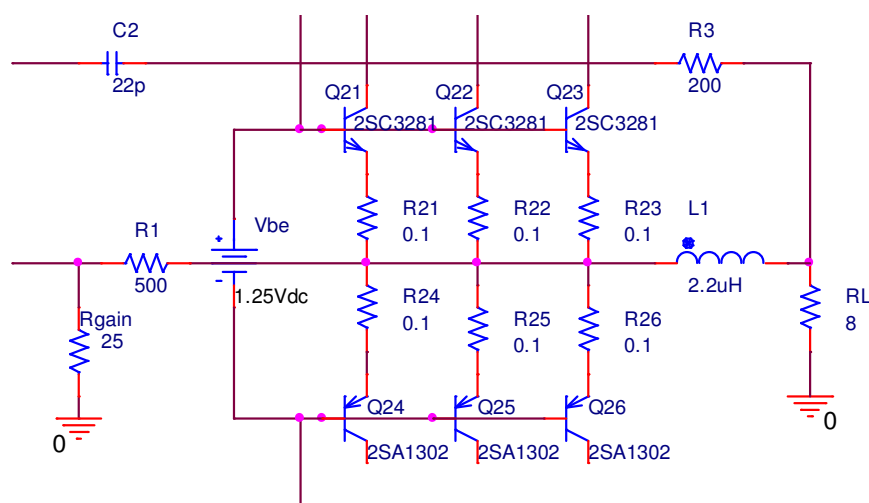
Valitsemalla $R_{20} = 10 \text{ k}\Omega$, $R_{21} = 5 \text{ k}\Omega$, $R_{\text{bias}} = 20 \text{ k}\Omega$, biasjännite on säädettävissä välillä $1,4V_{\text{BE}} \dots 3V_{\text{BE}}$, riippuen trimmerin R_{bias} arvosta.

Impedanssibalanssin mitoitus:

Current dumping- konfiguraation kannalta oleelliset komponentit eli *neljän impedanssin balansoitu silta* muodostuvat passiivikomponenteista R_1 , C_2 , R_3 sekä L_1 . Nämä neljä passiivikomponenttia sijoitetaan päätetransistorien ympärille alla olevan kuvan (5.5) mukaisesti. Balansoidun sillan komponenttien arvot balanssissa voidaan laskea kaavan (12) mukaisesti: $R_1 R_3 = \frac{L_1}{C_2}$. Alkuperäisessä QUAD 405- vahvistimessa komponenttien arvot olivat: $R_1 = 500 \Omega$, $C_2 = 120 \text{ pF}$, $R_3 = 47 \Omega$ sekä $L_1 = 3 \mu\text{H}$.

Alkuperäiset komponenttiarvot eivät aivan täysin toteuttaneet kaavan (12) balanssia, joten erilaisia komponenttiarvoja testattiin kokeilemalla simulaattorissa. Simulaatiot osoittivat että särö pieni, kun vastusta R_3 suurennettiin arvoon 200Ω , josta myös seurasi kondensaattorin C_2 pienentyminen. Kompromissina valittiin kelaksi $2,2 \mu\text{H}$, vastukseksi $R_3 = 200 \Omega$, kondensaattoriksi $C_2 = 22 \text{ pF}$ ja vastukseksi $R_1 = 500 \Omega$. Alkuperäisen QUAD 405- vahvistimen komponenttiarvoista radikaaleimmin muutettiin siis vastusta R_3 , jonka kautta korjaustermi kulkee kuormaan. Myös kondensaattorin C_2 arvoa pienennettiin selvästi. Näillä valinnoilla säröt olivat hyvin maltilliset ja balanssiehto toteutuu:

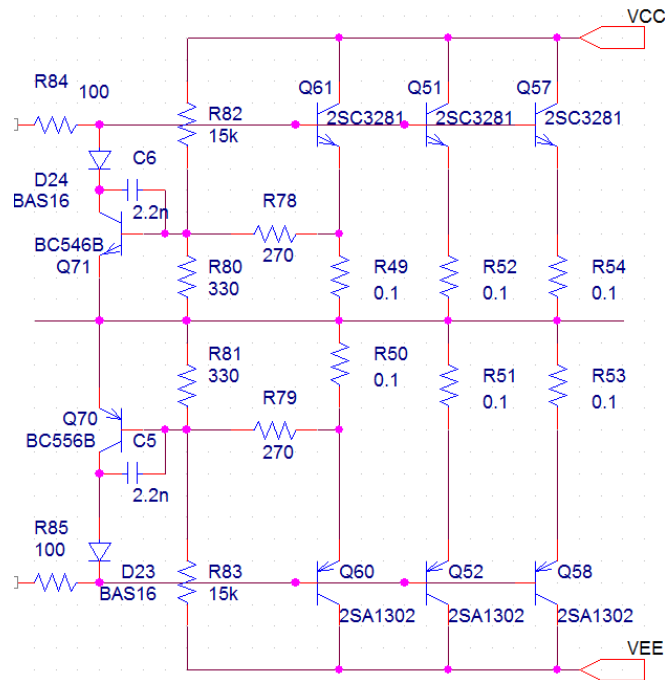
$$500 * 200 = \frac{2,2 * 10^{-6}}{22 * 10^{-12}} = 100\,000 \text{ (balanssi ok)}$$



Kuva 5.5. Vahvistimen päätteaste ja mitoitetut balanssikomponentit.

Virtaraja:

Vahvistimen suojaamiseksi esimerkiksi tilanteessa, jossa kaiutinkaapelit oikosuljetaan, pääteasteen ympärille on lisätty vielä virranrajoituspiiri. Virtaraja- rakenne on kuvan (5.6) mukainen, jossa pääteasteen ohjausvirtaa vedetään alas, mikäli kuormaan pyrkii menemään liikaa virtaa.



Kuva 5.6. Virtarajan toteutus vahvistimen suojaamiseksi.

Kuvan mukaisilla komponenttivalinnoilla kuormavirta rajoittuu simulaation perusteella noin 14 A:iin, mikäli lähdössä näkyvä kuormitus on liian pieni [4, s. 380]. Vahvistin on mitoitettu toimimaan täydellä teholla 8Ω ja 4Ω :n kuormilla ja virranrajoitus menee päälle täydellä antojännitteellä, mikäli kuorma lähestyy 2 Ohmia.

5.4 Simulointi

Kytkenän simuloinneissa käytettiin Orcad Pspice- ohjelmistoa. Simulaatiokytkentä on kuvan (5.1) mukainen, jossa symmetrisen etuasteen CM- bootstrap oli toteutettu ideaalisella 5 V:n jännitelähteellä. Myös V_{BE} - kertoja oli simulaatioita varten toteutettu ideaalisella jännitelähteellä ja sen jännitteeksi oli asetettu 1,25 V.

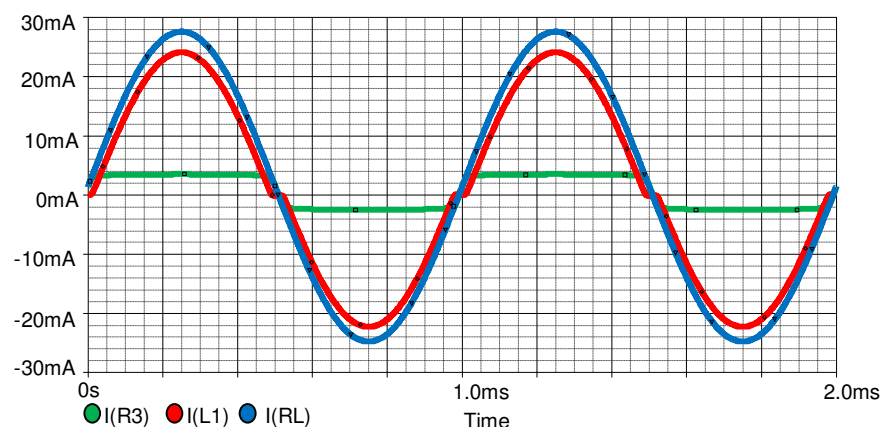
Aikatasossa simulointeja tehtiin kuormaan menevistä virroista virheenkorjausperiaatteen havainnollistamiseksi. Lisäksi simuloitiin kanttivasteet puhtaasti resistiivisellä kuormalla sekä myös kapasitiivisella kuormalla vahvistimen stabiilisuuden varmistamiseksi. Kanttivasteista saatiin simuloitua myös vahvistimen Slew Rate.

Taajuustasossa simuloinnit tehtiin taajuusvasteesta ja säröstä. Säröä simuloitiin FFT-spektrin muodossa ja etenkin impedanssibalanssin vaikutusta särön suuruuteen eri balanssi-arvoilla havainnollistettiin. Simulaatioita säröstä tehtiin niin 1,25 V:n bias- jännitteellä kuin myös ilman biasta päätetransistorien kannat yhteen kytkettynä. Lisäksi käyttöjännitevaimennus ja antoimpedanssi simuloitiin taajuuden funktiona.

5.4.1 Aikatazon simuloinnit

Aikatazon simuloinneissa tulossignaalin taajuudeksi oli valittu 1 kHz. Korjausvahvistimen toiminta tulee hyvin esille, kun vahvistimen tulossignaali asetetaan pieneksi (10mV), sekä pääteasteen biasointia ei ole lainkaan.

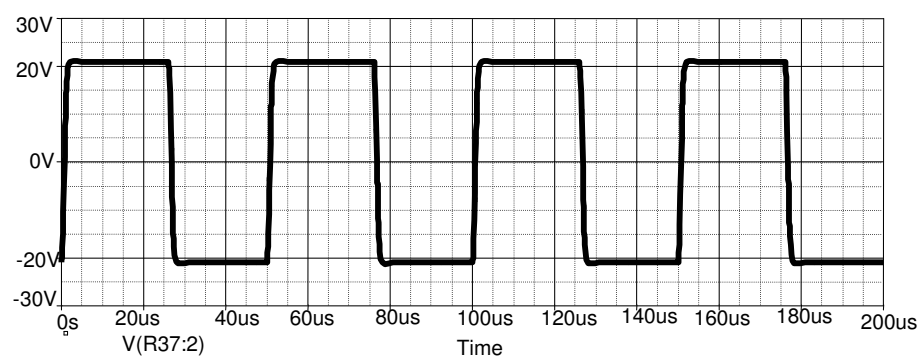
Virtasimulaatiosta havaitaan, kuinka korjausvahvistin korjaa kuormaan menevän virran lisäämällä kelan hieman säröytyneeseen virtaan $I(L_1)$ vastuksen R_3 läpi kulkevan virran. A-luokan korjausvahvistin syöttää tämän korjaustermin (I_{R3}) pääteasteen ohi kuormaan ja kytkennän kuormavirta $I(R_L)$ pyrkii täten pysymään säröytymättömänä.



Kuva 5.7. Korjaustermi ja kelan virta muodostava yhdessä kuorman kokonaisvirran.

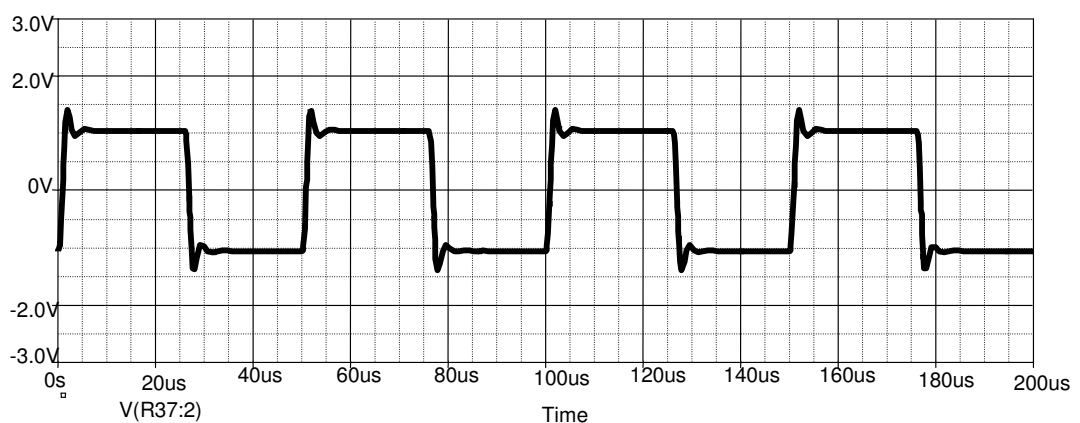
Kun pääteasteen bias- jännite säädetään kohdalleen ja tulojännite on 1 V, kelan virrassa ei enää ilmene ylimenosärröä. Korjaustermi pysyy nyt hyvin pienenä, ja ainoastaan pääteaste syöttää tarvittavan virran kuormaan.

Kanttivasteet simuloitiin vahvistimen Slew Rate:n ja stabiilisuuden selvittämiseksi. Stabiilisuuden tarkastelussa käytettiin 8 Ohmin kuorman rinnalla 47 nF tai 390 nF kapasitansseja. Simulaatioiden perusteella vahvistin täyttää halutut määritelmät Slew Rate:n ja stabiilisuuden suhteen. Slew Rate:n arvoksi simulaatioissa saatiin noin 30 V/ μ s.

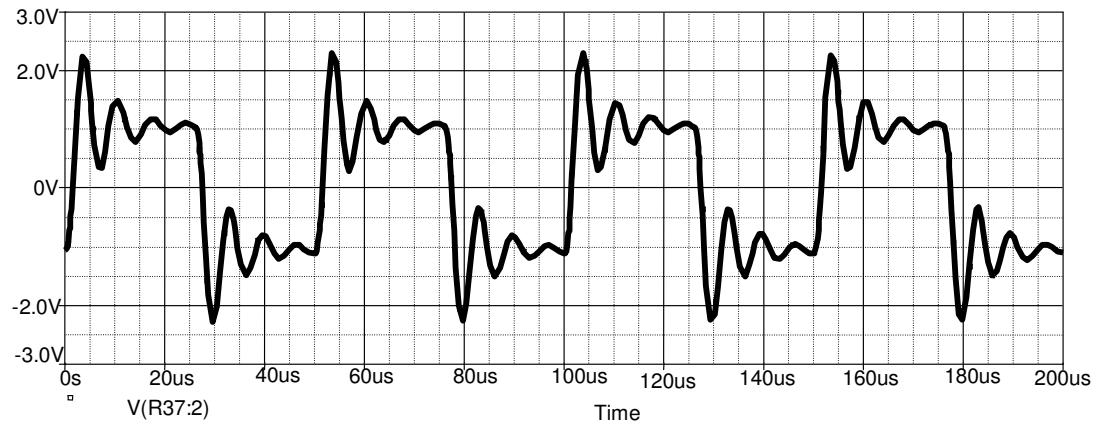


Kuva 5.8. Kanttivaste 20kHz, 21 Vout, slew rate n.30 V/ μ s.

Vahvistin oli simulaatioiden perusteella stabiili kummankin kuorman rinnalle kytketyn kapasitanssin tapauksessa. Simulaatiotulokset kapasitiivisen kuormien tapauksessa on esitetty kuvissa (5.9 ja 5.10).



Kuva 5.9. Kanttivaste 20kHz, 1Vout, kuorma 8 Ω ||47nF.

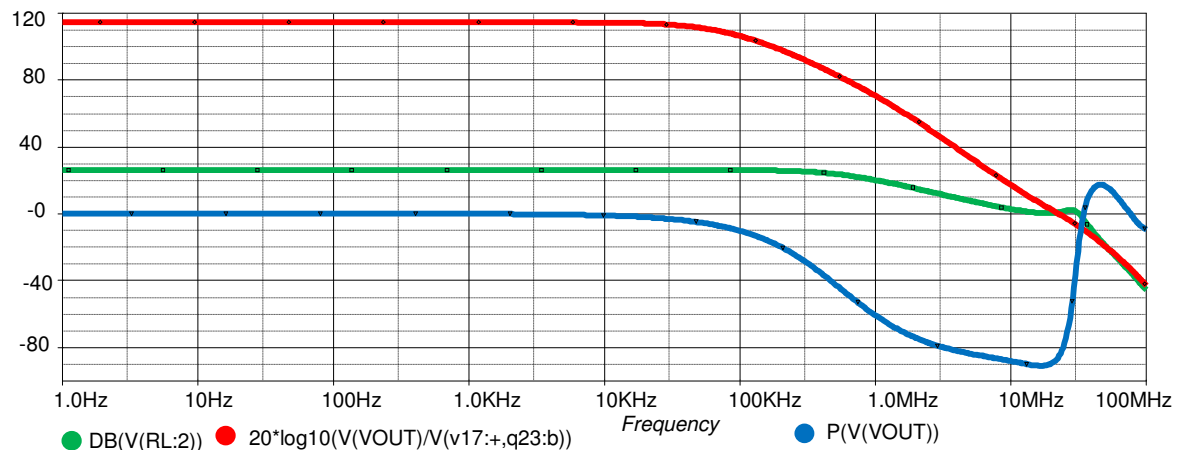


Kuva 5.10. Kanttivaste 20kHz, 1V_{out}, kuorma 8Ω||390nF.

Stabiilisuutta simuloidessa tarkasteltiin myös miller- kondensaattorin vaikutusta simulaatiotuloksiin. Miller- kondensaattorilla ei havaittu olevan mitään vaikutusta simulaatiotuloksiin kapasitiivisen kuormitusten tapauksissa. Paikka Miller- kondensaattorille tullaan kuitenkin varaamaan toteutettavalle vahvistimelle, koska käytännön laite tulee varmuudella vaatimaan kompensointia, koska vahvistimessa on takaisinkytkentä. Simulaatioiden perusteella on myös hieman epäselvää mikä komponentti tai rakenne rajoittaa Slew Raten arvoon noin 30V/μs, sillä esimerkiksi etuasteen bias- virran nostamisella ei havaittu olevan vaikutusta vahvistimen nopeuteen.

5.4.2 Taajuustason simuloinnit

Taajuustasossa simuloitiin vahvistimen avoimen ja suljetun silmukan vahvistus, joiden erotuksesta saadaan selville vahvistimen silmukkavahvistus. Simulaatiotulos on esitetty kuvassa (5.11). Vahvistimen silmukkavahvistus audiokaistalla oli simulaation perusteella noin 88 dB. Avoimen silmukan vahvistus 115 dB vaikuttaa kovin suurelta, joka myös aiheuttaa suuren silmukkavahvistuksen. Tämä 88 dB:n silmukkavahvistus vaikuttaa melko ylioptimistiselta toteutuakseen käytännön rakennettavassa toteutuksessa. Miller-kompensoinnin vaikutus ei myöskään näkynyt simulaatiotuloksissa, joten *dominoivan navan* vaikutus ei ole näkyvillä kuvan (5.11) tuloksessa ja avoimen silmukan vahvistus pysyy täten suurena aina korkeille taajuuksille asti.



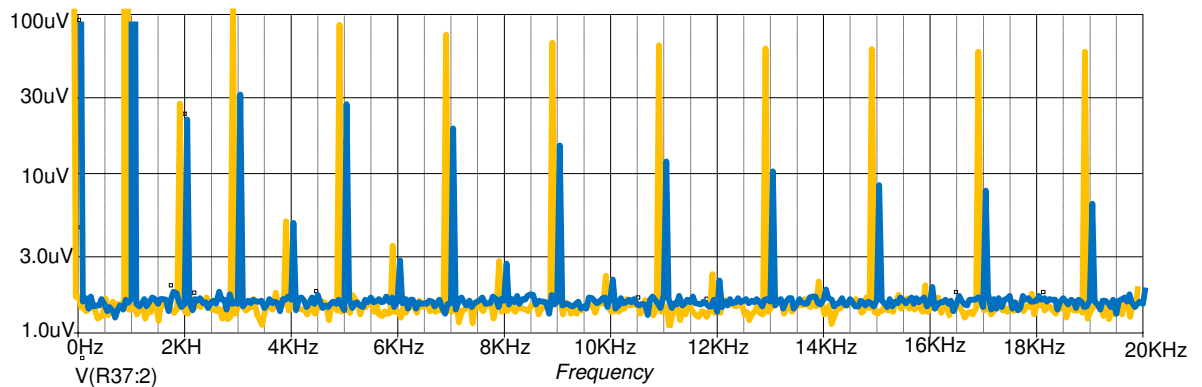
Kuva 5.11. Silmukkavahvistus on noin 88 dB koko audiokaistalla.

Kuvan (5.5) mukaista neljän passiivikomponentin (R_1 , R_3 , C_2 , L_1) muodostaman impedanssibalanssin vaikutusta särön suuruuteen simuloitiin tilanteissa jossa komponenttien arvot oli mitoitettu teorian mukaisesti täydelliseen balanssiin, sekä tilanteissa jossa balanssi ei ollut kohdallaan. Särön simulaatiot tehtiin ilman biasta, sekä 1,25 V:n bias-jännitteellä.

Särön simulaatioissa havaittiin että ilman pääteasteen biasointia, impedanssibalanssi piti olla tarkemmin kohdallaan kuin biasoidussa tapauksessa. Tämä on loogista, sillä pääteasteen biasointi itsessään vähentää dumpperien aiheuttamaa virhettä, jolloin balanssin sallitaan olevan biasoidussa tapauksessa myös epätarkempi virheenkorjauksen säilyessä silti melko hyvänä.

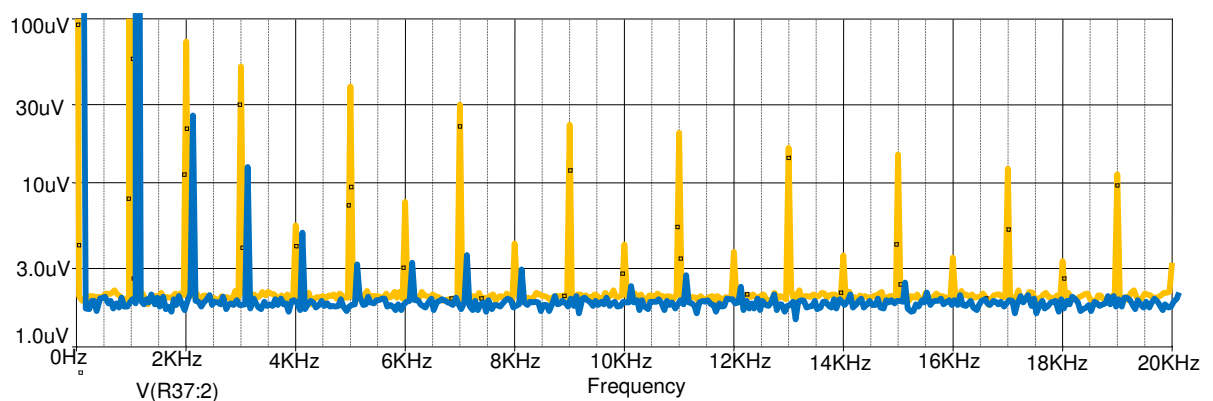
Simulaatioissa neljän passiivikomponentin silta asetettiin epäbalanssiin muuttamalla 200 Ω :n vastuksen (R_3) arvoa tuplasti suuremmaksi (400 Ω) tai puolittamalla se (100 Ω).

Arvon puolittamisella oli suurempi vaikutus särön kasvamiseen kuin arvon tuplaamisella. Balanssissa säröspektri laskee tasaisesti audiokaistalla, mutta epäbalanssissa spektri pysyy tasaisena tai särökomponentit laskevat hyvin maltillisesti, joka kertoo heikommasta virheenkorjauskyvystä.



Kuva 5.12. Säröspektri balanssissa (sininen, $R_3=200\Omega$) ja epäbalanssissa (keltainen, $R_3=100\Omega$, ei biasta).

Pääteasteen biasointi käytännössä poistaa suuremmat parittomat harmoniset spektristä kokonaan ja 3. harmoninen komponentti tippuu kolmanteen osaan kuvan (5.12) ei-biasoitun kytkentään verrattuna. Parillisiin komponentteihin balanssi/epäbalanssi ei suuresti vaikuta, sillä niiden suuruus pysyy melko muuttumana ja on pääasiassa peräisin saavutetusta etuasteen lineaarisuudesta. Kuitenkin biasoidun tapauksen spektrissä (kuva 5.13) parilliset harmoniset ovat epäbalanssissa hieman korkeammat, koska balanssia on nyt horjutettu enemmän ($R_3=20\Omega$). Tämä on tehty tarkoituksella, jotta ero olisi biasoidussa tapauksessa paremmin huomattavissa. Kasvaneet parilliset harmoniset johtuvat A- luokan korjausvahvistimen suuremmasta kuormittamisesta virheenkorjauksessa.



Kuva 5.13. Säröspektri balanssissa (sininen, $R_3=200\Omega$) ja epäbalanssissa (keltainen, $R_3=20\Omega$), pääteaste biasoituna 1,25 V:lla.

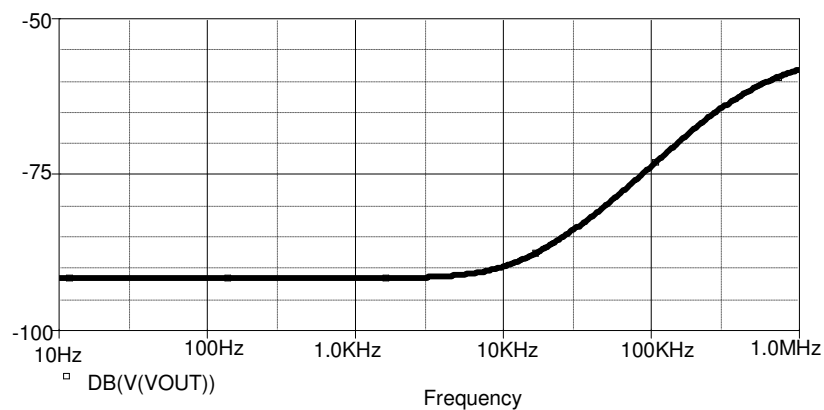
Simulaatiotulokset vaikuttavat virheenkorjauksen suhteen erittäin hyviltä, sillä vahvistin näyttäisi olevan hyvin pienisäröinen niin puhtaasti B- luokassa kuin biasoitunakin. Pääteasteen kevyt biasointi vähentää säröä hieman alle puoleen biasoimattomaan tilanteeseen verrattuna, kun silta on balanssissa.

Kuvien (5.12 ja 5.13) spektreissä kuormituksena oli $55\text{W}@8\ \Omega$, mutta särön suuruus simulaatioissa ei radikaalisti riippunut kuormituksesta. Särö kasvoi vain hieman kuormituksen kasvaessa, sen ollessa biasoidussa tapauksessa välillä $0,00013\dots 0,00017\%$ kuormituksen vaihtuessa välillä $1\text{W}\dots 100\text{W}@8\ \Omega$. Biasoidun ja ei- biasoidun tapauksen THD%- arvot on laskettu ja koottu taulukkoon (2).

Taulukko 2. Vahvistimen simuloitu särö eri tilanteissa (THD%).

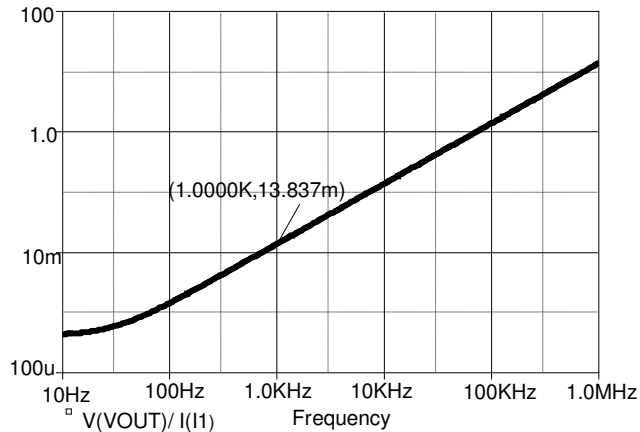
	Ei biasta (B-luokka)	Bias 1,25 V
Epäbalanssi	$0,000368\%$ ($R_3=100\ \Omega$)	$0,00052\%$ ($R_3=20\ \Omega$)
Balanssi ($R_3=200\ \Omega$)	$0,000295\%$	$0,000126\%$

Lopuksi simuloitiin vielä vahvistimen käyttöjännitevaimennus PSRR sekä antoimpedanssi taajuualueella $10\text{Hz}-1\text{MHz}$. Positiivinen ja negatiivinen käyttöjännitevaimennus (PSRR) olivat molemmat $-91\ \text{dB}$ @ $1\ \text{kHz}$ kuvan (5.14) mukaisesti.



Kuva 5.14. Käyttöjännitevaimennus (PSRR).

Kuvan (5.15) simuloitu antoimpedanssi kasvaa melko lineaarisesti taajuuden funktiona johtuen lähdössä olevasta kelasta. Antoimpedanssiksi simulaatiossa saatiin noin $14 \text{ m}\Omega$ @ 1 KHz.



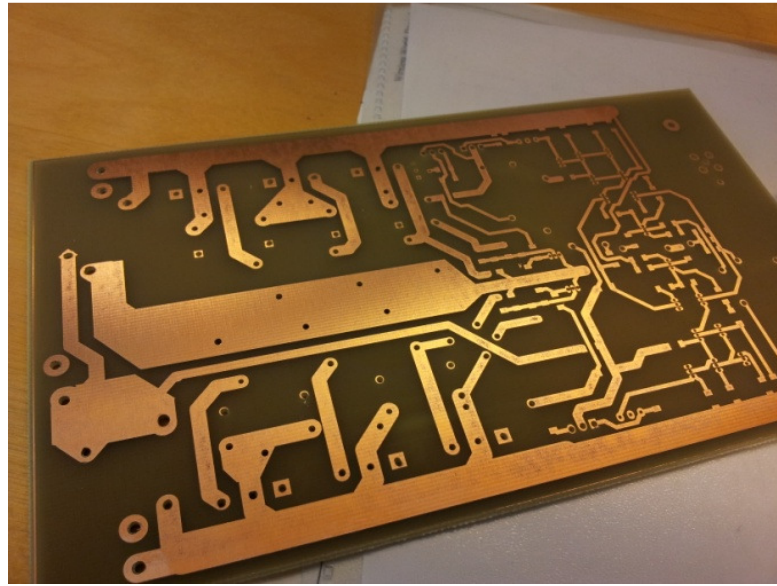
Kuva 5.15. Vahvistimen simuloitu antoimpedanssi.

Takaisinkytketyille vahvistimille tyypilliset antoimpedanssit ovat usein luokkaa 20...40 mΩ [13, s.47], joten simuloitu antoimpedanssi vastaa hyvin tyypillistä vahvistimen antoimpedanssia. Simulaatitulosessa huomioitavaa on kuitenkin kelan ideaalisuus, sillä simulaattori ei huomio lainkaan kelan parasiittista DC- resistanssia.

5.5 Rakentaminen

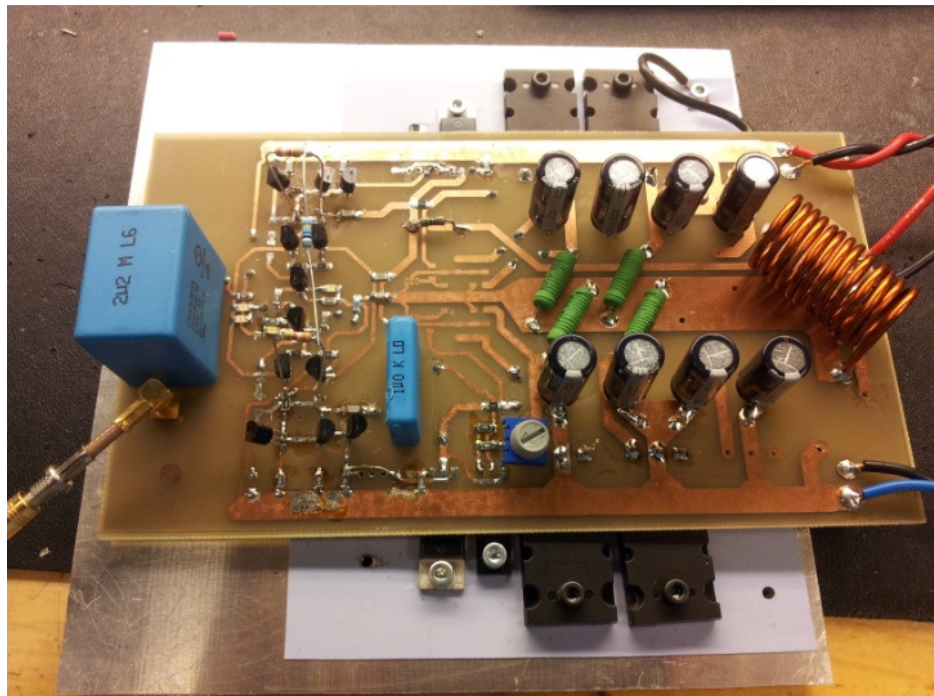
Rakentamisessa apuna käytettiin Altium Designer- ohjelmistoa. Piirilevyn kytkentäkaavion ja layoutin suunnittelu tehtiin kumpikin Altiumilla. Piirilevy suunniteltiin kaksipuoleiseksi siten, että siinä tultaisiin käyttämään niin pintaliitettäviä, kuin myös perinteisiä läpiladottavia komponentteja. Piirilevyn pohjapuoli varattiin pääasiassa maadoitustarkoitukseen muutamaa poikkeusta lukuun ottamatta.

Piirilevy valmistettiin valotusmenetelmällä käyttäen TTY:n elektroniikan laitoksen välineitä ja tiloja. Piirilevyn syövyttämässä käytettiin kuplitusmenetelmää, jossa sopiva syövytysaika oli noin 25 minuuttia. Topologian toimivuuden varmistamiseksi ja mittaamiseksi rakennettiin kalustettu piirilevy aluksi vain toisen kanavan osalta. Tämän prototyypin piirilevy on esitetty kuvassa (5.16) ja valmiiksi kalustettu piirilevy on esitetty kuvassa (5.17).

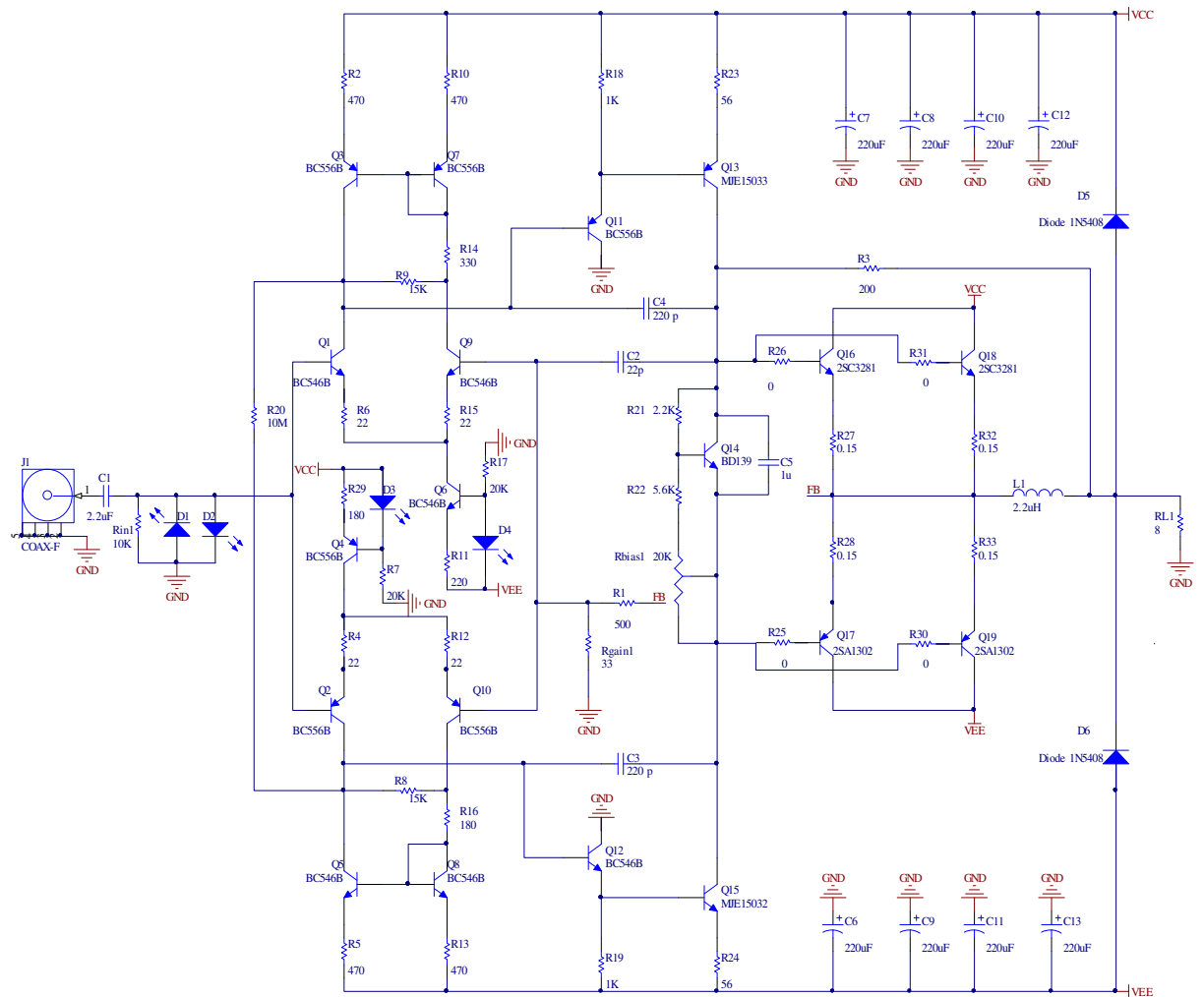


Kuva 5.16. Prototyypin piirilevy.

Kuvan (5.17) mukaisen rakennetun vahvistimen kytkentä on pääpiirteiltään simuloitun kytkennän (kuva 5.1) mukainen, mutta hieman yksinkertaistettuna. Kytkentää jouduttiin yksinkertaistamaan havaittujen stabiilisuus- ja biasoitumis- ongelmien välttämiseksi. Rakennetun vahvistimen kytkentäkaavio tehtyine muutoksineen on esitetty kuvassa (5.18).



Kuva 5.17. Rakennettu current dumper- prototyyppi.



Kuva 5.18. Rakennetun vahvistimen kytkentä.

Symmetrisen etuasteen kanssa käytettävässä symmetrisessä VAS- rakenteessa ilmeni ongelma bias- virran määräytymisessä, mikäli etuasteessa käytetään virtapeilirakennetta haarojen virtabalanssin optimoimiseksi. Ongelmaa ei pysty lainkaan havaitsemaan simulaatioista ja myös eräässä tässä työssä käytetyssä lähteessä [13] asiasta ei oltu mainittu lainkaan. Ongelma ilmenee vasta käytännön tilanteessa.

Ongelmaksi muodostuu tällaisessa rakenteessa määrittelemätön VAS- transistorin kantapotentialiaali, koska VAS- transistorien biasoimiseen ei käytetä vakiovirtalähteitä, kuten epäsymmetrisen VAS- rakenteen tapauksessa [14, s.138].

Asian korjaamiseksi etuasteen rakenteeseen jouduttiin lisäämään viisi vastusta, joiden avulla VAS- transistorin kantapotentialiaali saadaan pysymään kutakuinkin vakiona, eikä se heilu edestakaisin [3, s. 159]. Lisätyt viisi vastusta ovat R_8 , R_9 , R_{14} , R_{16} , ja R_{20} kuvassa (5.18). Rakenteeseen lisätyt vastukset poistavat bias- ongelman, mutta samalla se laskee

VAS:n näkemää impedanssia etuasteen kollektorilla. 15 k Ω :n haaravastukset R_8 ja R_9 määräävät nyt impedanssin, mikä näkyy VAS:n tulossa ja samalla ne pyrkivät pitämään etuasteen transistorien kollektorijännitteet mahdollisimman samoina.

Puhtaasti virtapeileillä toteutettuna VAS:n näkemä impedanssi olisi suuri ja luokkaa 100 k Ω . 15 k Ω :n haaravastusten lisäämisen seurauksena pienentynyt kollektori- impedanssi laskee avoimen silmukan vahvistusta. Tästä seuraa myös silmukavahvistuksen pieneneminen ja takaisinkytkennän väheneminen. Tämä hieman nostaa särön suuruutta, koska takaisinkytkentä vähenee. VAS:n bias- ongelman korjaavien vastuksien lisääminen tiputti simulaatiossa avoimen silmukan vahvistusta 115dB:stä arvoon 70 dB. Suurentamalla haaravastusta särö pienenee, mutta VAS:n bias- virran heilunta vastaavasti lisääntyy, joten on tehtävä kompromissi haaravastuksien suuruudelle. 15 k Ω osoittautui käytännön kokeiluissa toimivaksi valinnaksi.

Vastuksien R_{14} ja R_{16} tehtävä on muodostaa ylimääräinen jännitehäviö, jonka avulla saadaan hieman nostettua VAS:n bias- virtaa. Samalla näillä vastuksilla voidaan hieman säätää lähdössä näkyvää offset- jännitettä. 180 Ω osoittautui simulaatioissa ja kokeiluissa toimivaksi arvoksi, mutta käytännössä kytkennän yläpuolisen osan vastus nostettiin 330 Ω :iin DC- offset jännitteen minimoimiseksi vahvistimen lähdössä. DC- offset jännitteen minimoimiseksi myös etuasteen toista vakiovirtalähdettä hieman trimmattiin pudottamalla vastuksen R_{29} arvoa 220 Ω :sta 180 Ω :iin. Suuren 10 M Ω :n vastuksen (R_{20}) tehtävänä on toimia muutaman mikroampeerin suuruisena virtalähteenä, joka osaltaan hieman nostaa VAS:n bias- virtaa ja balansoi etuasteen haarojen virtoja. [3, s. 159.]

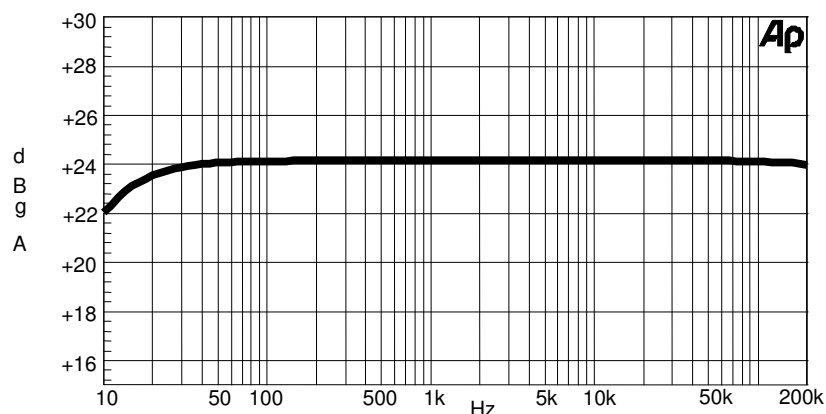
Myös alkuperäinen ja simulaatioissa hyvin toiminut etuasteen CM- bootstrap- rakenne osoittautui käytännössä hieman ongelmalliseksi stabiilisuuden suhteen. Yhtä nopeat bootstrap- rakenteessa olevat kaksi transistoria alkavat kilpailemaan keskenään ja muodostavat helposti värähtelypiirin. Bootstrap- rakenteiden värähtelyalttius on yleisesti tunnettu haaste audiovahvistimien suunnittelussa. Ongelmaan olisi ratkaisuna käyttää toisena transistorina hieman hitaampaa komponenttia, mutta tämän työn aikataulun puitteissa eri transistorityyppejä ja niiden yhteistä toimivuutta oli hankala alkaa testaamaan. Kompromissina ne jätettiin ainakin protovahvistimen osalta suosiolla pois, jotta päästiin testaamaan ja mittaamaan vahvistinta. Täytyy muistaa, että työn pääasiallisena tavoitteena oli kuitenkin rakentaa toimiva current dumping- topologiaan perustuva vahvistin, jolla saavutettaisiin melko matalat särötasot. Näihin hyviin särölukemiin päästäisiin myös ilman kaikkia optimointikeinojakin, kuten laitteelle tehdyt mittaukset osoittivat.

6. Mittaukset

Rakennetun vahvistimen mittauksissa keskityttiin lähinnä demonstroimaan topologian virheenkorjauskykyä säröspektrien muodossa. Yleisistä parametreista taajuusvaste mitattiin Audio Precision- laitteistolla, bias- virrat ja lähdön DC- offset mitattiin yleismittarin avulla. Lisäksi normaalit aikatason kuvat sini- ja kanttesignaalin osalta mitattiin oskilloskoopilla. Lisäksi mitattiin lähtöjännitteen aaltomuodot kapasitiivisten kuormitusten tapauksissa.

6.1 Yleiset parametrit

Yleisistä parametreista mitattiin aaltomuodot, bias- virrat sekä lähdön DC- offset- jännite TTY:n oppilaslaboratorion tiloissa. Bias- virrankulutus laskettiin summaamalla yleismittarilla mitatut etuasteen, VAS:n sekä pääasteen bias- virrat yhteen, koska laboratoriovirtalähteen osoittamassa lukemassa saattaa olla epätarkkuutta. Minimaalisella pääasteen biaksella (noin 7 mA) yhteisvirrankulutukseksi mitattiin noin 50 mA positiivisen käyttöjännitteen puolelta ja negatiivisen käyttöjännitteen puolelta noin 47 mA. KytKentä biasoitui siis varsin symmetrisesti, kuten vahvistimen symmetrisen rakenteen vuoksi oli toivottavaa. Mittauksissa käytössä oli 8 Ω :n keinokuorma, joka kuvaa tavanomaisen kaiutinkuorman impedanssia, kuitenkin ollessa lähes puhtaasti resistiivinen, mikäli kaiutinjohdojen kapasitanssia ei huomioida. Lähdön DC- offset jännite saatiin säädettyä alhaiseen 8 mV:n arvoon trimmaamalla vastuksia R_{14} ja R_{29} sopivasti.

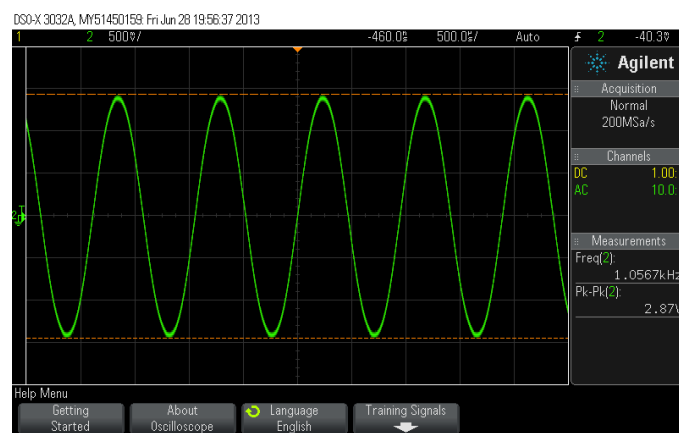


Kuva 6.1. Vahvistimen taajuusvaste.

Vahvistimen taajuusvaste mitattiin Audio Precision laitteistolla ja se on kuvan (6.1) mukainen. Vahvistimen -3 dB kaista ulottui 8 Hz...200 kHz+ alueelle, jossa suljetun

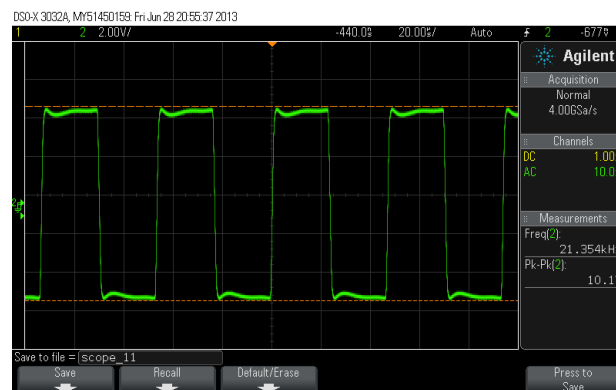
silmukan vahvistus pysyi koko audiokaistalla 24,1 dB arvossa. Mitattu vahvistus oli siis hyvin lähellä mitoitettua 24,2 dB: arvoa. Audio Precision laitteiston pyyhkäisyn maksimitaajuus oli 200 kHz, joten tarkkaa kaistan ylärajataajuutta ei aivan pystytty määrittelemään. Kaista on joka tapauksessa riittävä.

Aikatasossa vahvistimen lähtöjännitteen muotoa mitattiin 1 kHz:n taajuudella sekä 1 W @ 8 Ω kuormituksella. Sinisignaalin muoto lähdössä pysyi silminnähden muuttumattomana pääteasteen biaksen suuruudesta riippumatta. Tämä on esitetty kuvassa (6.2). Tästä voidaan päätellä, että virheenkorjaus toimii hyvin myös minimaalisella 7 mA:n bias- virralla vahvistimen toimiessa lähellä puhdasta B- luokkaa, kuten alkuperäinen QUAD405.



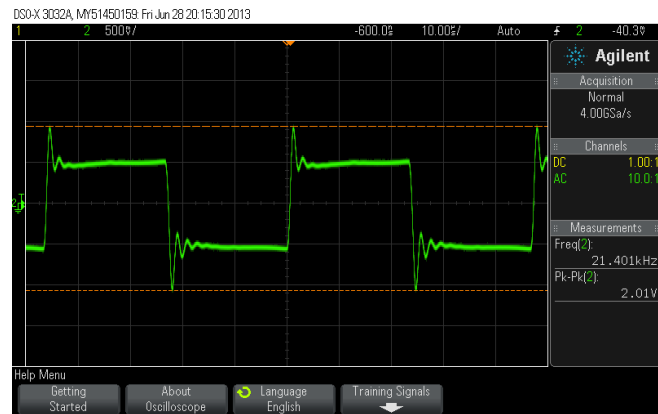
Kuva 6.2. Vahvistimen lähtöjännitteen muoto, 1W@8 Ω

Slew Rate mitattiin syöttämällä vahvistimeen kantisignaalia 20 kHz:n taajuudella. Oskilloskooppikuva kanttivasteesta on esitetty kuvassa (6.3). Slew Rate saadaan yleisesti korkeammaksi, mikäli käytetään pientä miller- kondensaattoria ja suurehkoja etu ja VAS-asteen bias- virtoja. Slew Rate:n arvoksi 220 pF:n miller- kompensoinnilla saatiin noin 8 V/ μ s. Pienemmällä kompensoinnilla vahvistin alkoi värähdellä 8 Ω /200nF kuormalla, joten oli tehtävä kompromissi halutun Slew Rate:n ja stabiilisuuden suhteen.



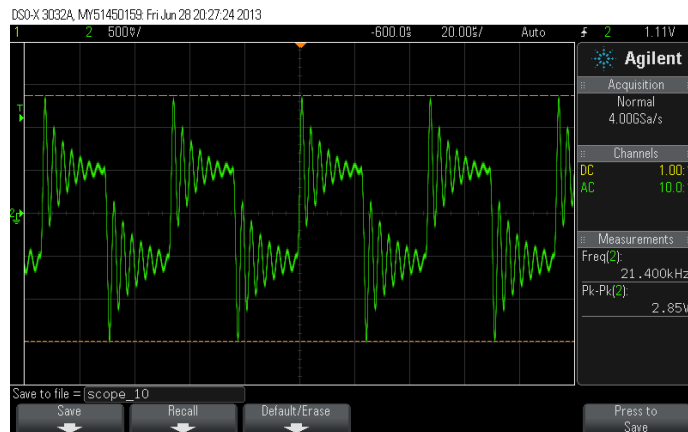
Kuva 6.3 Vahvistimen kanttivaste 20 kHz, 10Vout@8 Ω

Vahvistimen stabiilisuutta tarkasteltiin syöttämällä vahvistimeen tasoltaan 1 V_{out} @ 20 kHz:n kanttiaaltoa kapasitiivisiin kuormiin. $8\ \Omega \parallel 47\ \text{nF}$ kuormalla lähtöjännite asettuu pienen piikityksen jälkeen hyvin haluttuun 1 voltin arvoon. Tämä on esitetty kuvassa (6.4).



Kuva 6.4 Vahvistimen kanttivaste 20 kHz, 1 V_{out}@8 Ω ||47nF.

8 Ω || 200 nF kuormalla liikutaan jo aivan värähtelyn rajamailla. Runsaammin kapasitiivisella kuormallakin vahvistimen lähtöjännitteen asettuminen kuitenkin pysyy aisoissa ja vahvistin on stabiili. Oskilloskooppikuva tästä on esitetty kuvassa (6.5).

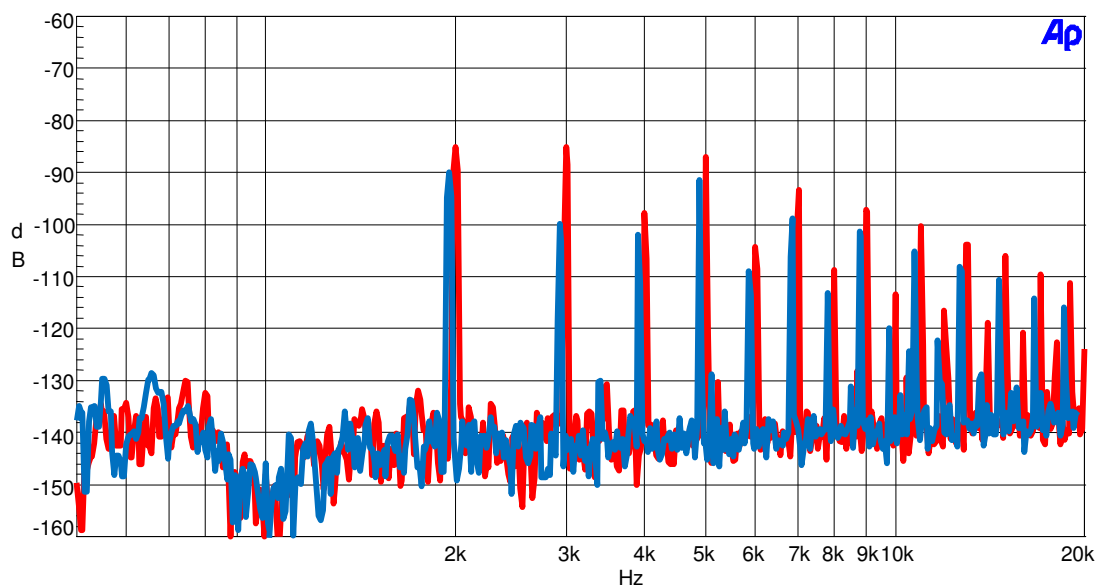


Kuva 6.5 Vahvistimen kanttivaste 20 kHz, 1 V_{out}@8 Ω ||200nF.

6.2 Särömittaukset Audio Precisionilla

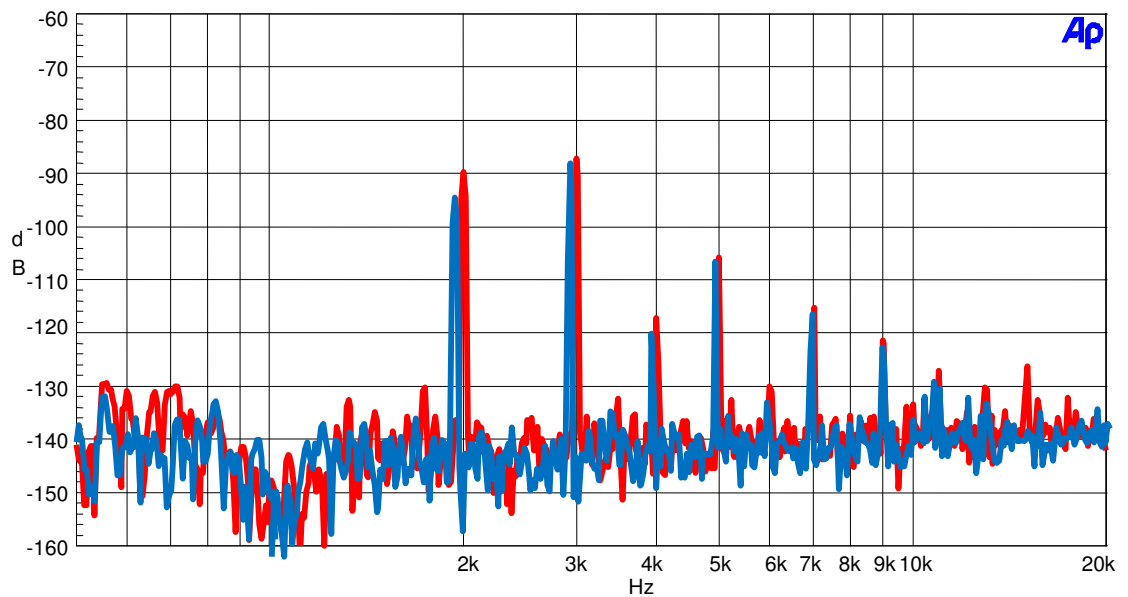
Vahvistimen säröä mitattiin Audio Precision- laitteistolla. Laitteiston asetuksiin oli asetettu vahvistimeen syötettävän 1 kHz:n sinisignaalin suuruudeksi 180 mV_{rms}, jolloin vahvistimen lähtöön saatiin kuormitus 1W@8 Ω . Kuormana käytettiin säädettävää 10-110 Ω keinokuormaa jonka arvoksi mittauksiin oli siis säädetty tavanomainen 8 Ω .

Impedanssibalanssin vaikutusta mitattiin minimaalisella 7 mA:n biaksella sekä päätetransistorien kannalta optimaalisella, noin 80 mA:n bias- virralla. Bias- virtaa säädettiin V_{be} – kertojan trimmerin avulla ja virran arvo mitattiin päätetransistorin emitterivastuksesta yleismittarin avulla. Minimaalinen 7 mA:n bias- virta eroaa puhtaan B-luokan nollabiaksesta vain vähän. Pieni pääteasteen biasointi kuitenkin linearisoi pääteasteen toimintaa entisestään minimoiden pääteasteen aiheuttamaa virhettä, jota EFF-virheenkorjaus itsessään ei täysin pysty korjaamaan. Reilumman biasoinnin vaikutus on selvästi havaittavissa mitatuista säröspektreistä.



Kuva 6.6 Vahvistimen särö minimaalisella biaksella. Silta epäbalanssissa (punainen) ja balanssissa (sininen), $1W@8\Omega$.

Kuvan (6.6) mukainen vahvistimen säröspektri minimaalisella bias- virralla on melko piikikäs. Harmoniset komponentit laskevat kuten on toivottavaa, mutta varsin maltillisesti. Etenkin korkeammat harmoniset komponentit taajuuksilla 5...20 kHz pysyvät selvästi näkyvillä spektrissä. Impedanssibalanssin vaikutus on myös nähtävillä kun balansoitu silta asetetaan tarkoituksella epäbalanssiin pienentämällä 200 Ω:n vastusta (R_3) arvoon 100 Ω, jolloin balanssiehto ei toteudu. Absoluuttisesti särö on balanssissa 0,0065% ja epäbalanssissa 0,012%, joten etenkin minimaalisella bias- virralla balanssin vaikutus on selkeä. Varsinkin kolmannen harmonisen komponentin pienentyminen balanssin vaikutuksesta on huomattavaa.



Kuva 6.7 Vahvistimen särö optimaalisella biaksella. Silta epäbalanssissa (punainen) ja balanssissa (sininen), $1W@8\Omega$.

Optimaalisella, noin 80 mA:n pääteasteen bias- virralla spektri muuttuu selvästi muotoaan. Mitattu spektri on kuvan (6.7) mukainen. Nyt ainoastaan 2. ja 3. harmoninen komponentti pistävät esiin selkeämmin, korkeampien harmonisten laskiessa toivotulla tavalla. Balanssin vaikutus ei ole enää niin selvästi havaittavissa tässä AB- luokan biasoinnissa, koska pääteaste ei runsaammin biasoituna aiheuta niin paljoa virhettä, kuin kuvan (6.6) mukainen minimaalisen biaksen tilanne lähellä B- luokkaa. Balanssin vaikutus olisi spektristä vielä paremmin havaittavissa, mikäli balanssiehtoa olisi horjutettu reilummin pienennetyn vastuksen R_3 osalta. Nyt särö on balanssissa 0,006% ja epäbalanssissa 0,008%, joten optimaalisella pääteasteen biasoinnilla balanssi ei tule niin kriittiseksi kuin pienemmällä biasoinnilla.

Eräs huomattava seikka on myös kolmannen harmonisen suuruus optimaalisen biaksen tapauksessa. Verrattuna minimaalisen biaksen tapaukseen, kolmas harmoninen komponentti on nyt suurempi kuin minimaalisen biaksen tapauksessa. Syy on hieman epäselvä, mutta se saattaa liittyä VAS:n runsaampaan kuormittamiseen, etenkin kun vahvistimessa ei ole lainkaan ajuriastetta ennen pääteastetta. Yhteenveto rakennetun vahvistimen mitatuista säröistä on esitetty taulukossa (3).

Taulukko 3. Rakennetun vahvistimen mitattu särö eri tilanteissa (THD%).

	bias n. 7 mA	bias n. 80 mA
Epäbalanssi ($R_3=100\ \Omega$)	0,012%	0,008%
Balanssi ($R_3=200\ \Omega$)	0,0065%	0,006%

7. Yhteenveto

Tässä työssä pääsääntöisesti havainnollistettiin current dumping- topologian toimintaa ja erästä suunniteltua toteutusta. Lisäksi työssä myös käsiteltiin hieman yleisempää asiaa audiovahvistimiin liittyen ikään kuin taustavoimana aiheelle. Tavoitteena työn lopussa oli saada aikaan matalasäröinen, toimiva ja hyvältä kuulostava audiovahvistin.

Teoriassa current dumping- rakenne mahdollistaa sen, että lähtöön saadaan hyvin pieni särö, kunhan korjausvahvistin suunnitellaan mahdollisimman lineaariseksi ja impedanssibalanssista huolehditaan. Impedanssibalanssin muodostavat neljä komponenttia: R_1 , C_2 , R_3 sekä L_1 . KytKentää simuloimalla ja konkreettisesti kokeilemalla pystyttiin löytämään komponenttien arvot hyvälle impedanssibalanssille. Balanssikomponenttien valinnassa hyödynnettiin osaltaan myös alkuperäisen QUAD405:n komponenttiarvoja. Simulaatioissa huomattiin, että minimaalisen särön löytäminen tulisi vaatimaan mahdollisimman lineaariseksi suunniteltua A- luokan korjausvahvistinta, sekä etenkin pienen pääteasteen biaksen osalta melko tarkkaan säädettyä balanssiehtoa. Tämä havainto oli myös hyvin linjassa työssä esitetyn teoriaosuuden kanssa. Suuremmalla pääteasteen biasoinnilla balanssiehdon toteutuminen ei enää tullut niin kriittiseksi kuten simulaatiot ja mittaukset osoittivat.

Erot simulaatiotuloksissa sekä mittauksissa ovat helposti selitettävissä. Huippuunsa optimoitu kuvan (5.1) simulaatiokytKentä eroaa toteutetusta kuvan (5.18) prototyyppi vahvistimesta rakenteeltaan, koska rakennettua laitetta jouduttiin hieman yksinkertaistamaan havaittujen käytännön ongelmien vuoksi. Tämän vuoksi simuloituja ja mitattuja arvoja ei ole syytä verrata suoraan toisiinsa, vaan simuloitu kytKentä antaa hyvää suuntaa sille, kuinka hyvään ja lineaariseen vahvistimeen voidaan yltää current dumping- topologialla, käyttäen erilaisia rakenteita maksimaalisen lineaarisuuden saavuttamiseksi. Lisäksi simulaatiossa kaikki komponentit ovat ideaalisia ja käytännön kytKentä on etenkin stabiilisuuden osalta paljon herkempi värähtelylle, kuten havaittiin CM- bootstrap- ja kaskodi- kokeilujen myötä.

Vastuksen R_3 läpi kulkee virheenkorjaustermi kuormaan pääteasteen ohi. Vastuksen puolittaminen minimaalisen bias- virran tapauksessa aiheutti särön tuplaantumisen. Minimaalisen ja optimaalisen pääteasteen biasoinnin ero särön osalta on absoluuttisena särö- arvona (THD%) varsin pieni, mutta optimaalisen bias- virran tapauksessa säröspektri laskee halutulla tavalla. Tämä nostaa virrankulutusta, mutta tekee koko vahvistimesta

linearisemman ja virheenkorjaus toimii hyvin myös korkeammilla taajuuksilla, kuten EFF-virheenkorjauksen ominaisuuksiin kuuluu.

Vaikka rakennetun vahvistimen osalta korjausvahvistin- osan lineaarisuudesta jouduttiin hieman tinkimään, positiivista oli saavutettu särön suuruus, joka saatiin selvästi pienemmäksi kuin alkuperäisen QUAD405:n ja täten työn päätavoitteen osalta päästiin haluttuun lopputulokseen. Saavutettu 0,006%:n särö on itse asiassa myös alhaisempi särö, kuin tuoreemmilla QUAD- sarjan vahvistinmalleilla.

Vahvistin toteutti sille asetetut vaatimukset sekä se soi yllättävänkin hyvin, kun sitä testattiin äänilähteellä ja kaiuttimella. Halutuista vahvistimen määritelmistä ainoastaan Slew Rate:n osalta jäätin hieman halutusta 10 V/ μ s arvosta, johtuen osaltaan suurehkosta kompensointikondensaattorin arvosta. Mikäli stabiilisuudesta kapasitiivisiin kuormiin olisi hieman tingitty, olisi päästy myös SR:n osalta suurempaan arvoon. Korjausvahvistimen lineaarisuudessa jäi hieman kehittämisen varaa, koska ensimmäistä protovahvistinta jouduttiin yksinkertaistamaan. Bootstrap- ja kaskodi- rakenteiden toimivuus audiovahvistimissa vaatii paljon käytännön kokeiluja, eikä näiden rakenteiden kanssa voida aina luottaa simulaatiotuloksien pitävyyteen etenkin stabiilisuuden osalta.

Yleisesti tämän työn tarkoituksena oli selvittää current dumper- topologian ja toteutukseen valittujen vahvistinrakenteiden toimintaa sekä toteuttaa QUAD405:n pohjalta modernisoitu current dumper- audiovahvistin. Tavoite ei ollut kertakokeiluilla onnistua rakentamaan nollasärön omaavaa hifi- vahvistinta ja täten pyrkiä liian koviin tavoitteisiin. Tässä työssä esitettyjen määritelmien ja tavoitteiden puitteissa vahvistimen toteutus onnistui hyvin. Työ antoi runsaasti lisänäkemyksiä vahvistinsuunnitteluun, mutta jätti silti ajateltavaa mahdollisten seuraavien tähän topologiaan perustuvien vahvistimen suunnittelemisessa.

Lähteet

- [1] Electronics Tutorials [WWW].[viitattu 10.3.2010]. saatavissa:
http://www.electronics-tutorials.ws/amplifier/amp_1.html
- [2] Raittinen, H. Kolinummi, A. ELE-3300 kurssin luentokalvot, luento 6. Tampere 2009, Tampereen teknillinen yliopisto.
- [3] Kolinummi, A. Error Sources and Their Reduction Techniques in Audio Power Amplifiers. Tampere 2010. Tampereen teknillinen yliopisto. Väitöskirja. Julkaisu 890. 275 s.
- [4] Self, D. Audio Power Amplifier Design Handbook. 3. painos. Oxford 2002. Newnes Press. 427 s.
- [5] Transistorien NJW0281G/NJW0302G datalehti, OnSemi, [WWW].[viitattu 18.4.2013]. Saatavissa: http://www.onsemi.com/pub_link/Collateral/NJW0281-D.PDF
- [6] Vanderkooy, J., Lipshitz, P. Feedforward error correction in power amplifiers. Journal of the audio engineering society 28(1980)1, pp. 2-16.
- [7] Walker, P. J. Current dumping audio amplifier. Wireless world ,December 1980, pp. 560-561.
- [8] Malvar, H. S. Current dumping analysis. Wireless World 87(1981)1542, pp. 69-70.
- [9] QUAD- kotisivu [WWW].[Viitattu 20.3.2013]. saatavissa: <http://www.quad-hifi.co.uk/About.aspx?lang=En>
- [10] Snook, K. QUAD 405- modifikaatio sivusto [WWW].[Viitattu 20.3.2013]. saatavissa: <http://www.keith-snook.info/QUAD-405-mods.html>
- [11] QUAD 606- huoltomanuaali [WWW].[Viitattu 20.3.2013]. saatavissa: <http://www.audiosmile.com/forum/Manual/Quad%20606%20service.pdf>
- [12] Vanderkooy, J., Lipshitz, P. Curren dumbing- does it really work? Measurements. Wireless World , July 1978. pp. 83-85

- [13] Slone, G.R. High- power Audio Amplifier Construction Manual. 1. painos. New York 1999. McGraw- Hill. 476 s.

- [14] Cordell, B. Designing Audio Power Amplifiers. 1. painos. New York 2011. McGraw- Hill. 608 s. [WWW].[Viitattu 10.7.2013]. saatavissa:
<http://bgaudioclub.org/uploads/docs/AudioAmplifiers.pdf>